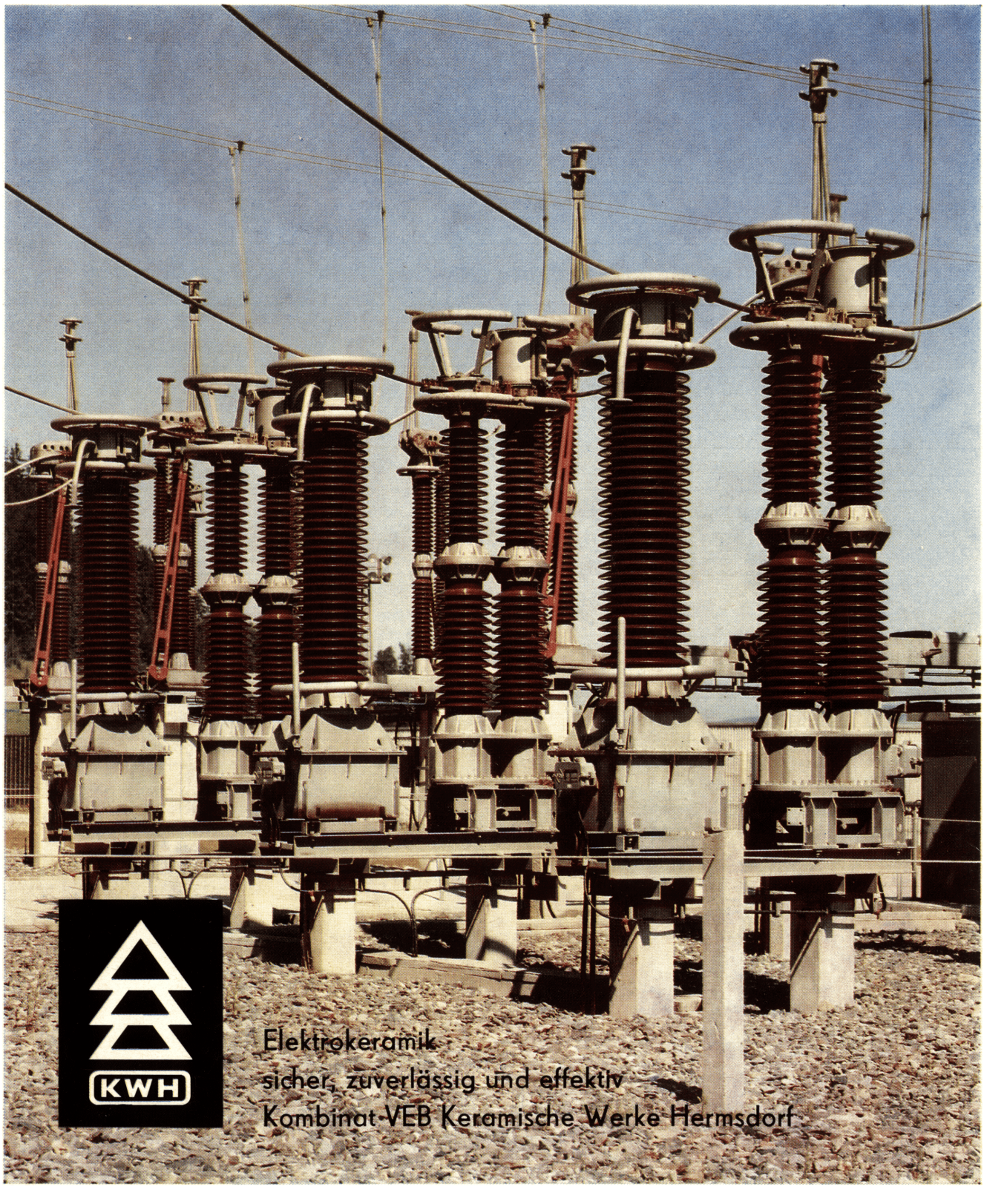
ELEKTRIE

5|85

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013–5399



0120304

Tafel 1. Vergleich von Leistungsschaltern in bipolarer, unipolarer und BIMOS-Technik[1])

Parameter	Bemerkungen	Leistungsschalter in bipolarer Technik	Leistungsschalter in unipolarer Technik	BIMOS-Kaskode-Leistungsschalter
maximal erreichbare Betriebsspannung	international bei Einsatz eines Bipolartransistors aus GWS-Produktion	1000 V	1000 V	> 1000 V
	1. U_{CE0} = 400 V U_{CB0} = 1000 V (1983) 2. U_{CE0} = 700 V U_{CB0} = 1000 V (1986)	400···500 V 700···800 V	— —	1000 V 1000 V
Mittelwert des Dauergrenzstroms ohne Parallelschaltung von Elementen $I_{L(AV)}$	bei 500 V Betriebsspannung bei 1000 V Betriebsspannung	300 A 150···200 A	10 A 5,3 A	40 A
Überlastbarkeit $I_{LM}/I_{L(AV)}$		1,5···2	2···4	1,5···2
mögliche Schaltfrequenz in typischen Einsatzfällen		50 kHz	> 200 kHz	50···200 kHz
Spannungsabfall im EIN-Zustand	bei 6 A/500 V	0,5···2,5 V	12···30 V	1···3 C
statische Verlustleistung im EIN-Zustand	bei 6 A/500 V	3···15 W	72···180 W	6···18 W
Schaltverlustleistung		hoch	niedrig	mittel
Wirkungsgrad eines hochsperrenden Leistungsschalters	bei niedrigen Frequenzen bei hohen Frequenzen	gut schlecht	schlecht gut	mittel mittel
Größe des SOAR-Bereiches		relativ klein	groß	zwischenunipolarem und bipolarem Bereich
Temperaturabhängigkeit der dynamischen Parameter		groß	sehr klein	klein
Ansteueraufwand	bei höheren Schaltfrequenzen	hoch	niedrig	niedrig
Beschaltungsaufwand	Einschaltentlastung Ausschaltentlastung Überspannungsbegrenzung	meist erforderlich meist erforderlich i. allg. nicht erforderlich	i. allg. nicht erforderlich i. allg. nicht erforderlich meist erforderlich	i. allg. nicht erforderlich i. allg. nicht erforderlich meist erforderlich
Sättigungsregelung		zweckmäßig	nicht notwendig	Regelung von i_B zweckmäßig

[1]) gehört zum Beitrag: *Lehnert, K.; Nicolai, U.: Güldner, H.:* „**Möglichkeiten der Zusammenschaltung unipolarer und bipolarer Leistungstransistoren (BIMOS)**" auf Seite 177 in diesem Heft.

5|85 ELEKTRIE

39. Jahrgang | Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik | ISSN 0013-5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Silberne Plakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:

Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:

Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Lappe · Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. e. h. H.-J. Mau · Prof. Dr. phil. habil. G. Mierdel · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e. h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G. Wunsch

Korrespondenten:

Dr.-Ing. K. Hanella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden · Dipl.-Ing. W. Knuth, Berlin

Titelbild

Bauelemente der Elektrokeramik, wie Isolierkörper und Isolatoren, für unterschiedlichste Anwendungen bestimmen wesentlich das Erzeugnisprofil des Kombinats VEB Keramische Werke Hermsdorf.
Neueste Forschungsergebnisse des Zentrums für Forschung und Technologie des Kombinats werden unmittelbar für die Neu- und Weiterentwicklung der Erzeugnisse angewandt und finden auch international starke Beachtung. Das zeigt u. a. der Diskussionsbeitrag von Dr. Streubel im SC 33 der CIGRE während der 30. Session 1984 in Paris, den Sie auf S. 190 lesen können.

Foto: Werkfoto

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

Inhaltsverzeichnis

Seite

Aktuelle Information 162

Paulig, E.
Rechnergestützte Ingenieurtätigkeit — Ein Wandel in der Ingenieurpraxis? 163

Persönliches 164

Fachaufsätze

Oswald, B.; Bunzel, E.; Kunckel, K.-H.; Münch, U.; Paulig, E.; Schubert, P.
Berechnung von Ausgleichsvorgängen mit dem Heimcomputer am Beispiel des Hochlaufes einer Asynchronmaschine 165

Vogel, J.; Teßmer, R.
Aktuelle Probleme beim Einsatz elektrischer Antriebssysteme in Industrieanlagen 167

Biesenack, H.; Neundorf, R.
Probleme des Einsatzes von Wärmerohren in Hochspannungs-Asynchronmotoren 169

Gottschalk, H. P.
Unterdrückung mechanischer Schwingungen in elektrischen Antrieben durch gewichtete Drehzahldifferenzaufschaltung 171

Mrugowsky, H.
Experimentell-analytische Bestimmung der Abschnittskennlinien von Synchronmaschinen 175

Lehnert, K.; Nicolai, U.; Güldner, H.
Möglichkeiten der Zusammenschaltung unipolarer und bipolarer Leistungstransistoren (BIMOS) 177

Winkler, W.; Seefried, E.
Ansteuerung eines Stromwechselrichters mit einem Einchiprechner 181

Barz, J.-U.; Vogel, H.
Vergleichsmessungen an Strom- und Spannungswandlern im RGW 183

Kielmann, F.
Qualitätssicherung durch konsequente Fehlerzahlprüfung an lackisolierten Wickeldrähten 185

Umschau

Diskussionsbeiträge der DDR-Teilnehmer während der 30. Session der CIGRE in Paris 1984 (3. Teil und Schluß) 188

Fachtagungen 194

Zeitschriften 197

Bücher 198

AKTUELLE INFORMATION

Elektrotechnologie

V. Fachtagung mit internationaler Beteiligung

Zeit: 28. und 29. August 1985
Ort: Technische Hochschule „Otto von Guericke" Magdeburg

Diese Fachtagung wird mit internationaler Beteiligung zum Thema „Ergebnisse und Erfahrungen zum Einsatz von Wirkeffekten der Elektroenergie in Verbindung mit Mitteln der Leistungs- und Mikroelektronik zur Erhöhung des technologischen Niveaus der Fertigung" in folgenden Tagungssektionen durchgeführt:

A Elektrowärmebehandlungs-Technologien
B Elektronenstrahl-Technologien
C Elektrobearbeitungs-Technologien
D Lichtbogen-Technologien.

Unter der Schirmherrschaft der wissenschaftlichen Sektion Elektrotechnologie der KDT will die Tagung Bedarfsträgern für technologische Entwicklungen technische Mittel und technologische Ergebnisse vorstellen, wie mit der Ausnutzung von Wirkeffekten der Elektroenergie Intensivierungen der Produktion durch den Einsatz entwickelter Produktionsverfahren und technologischer Roboter erreicht werden. Es werden folgende Themenkomplexe behandelt:

— Vergütungstechnologien durch energiewirtschaftlich günstige Wärmebehandlungsverfahren
— Einsatz von Elektronenstrahlen für technologische Aufgaben zur Herstellung funktioneller Schichten für die Teilebearbeitung
— Wirkeffekte der Elektroenergie und ihre elektronische Anpassung an die Aufgaben der Teilefertigung
— Prozeßanalyse, elektronische Stromquellen und technologische Roboter.

Anfragen

Technische Hochschule „Otto von Guericke", Sektion 9
Wissenschaftsbereich Elektrotechnologische Verfahren und Anlagen
Dr.-Ing. *Heinig* (Telefon 592413)
3010 Magdeburg
PSF 124

R. Krampitz, Magdeburg EA 1982

Netzberechnung zur Planung und Betriebsführung von Elektroenergiesystemen

Im Institut für Energetik/ZRE erfolgte in den letzten Jahren die Umstellung der für die Rechenanlage BESM-6 entwickelten Netzberechnungssoftware auf den Nachfolgerechner EC 1055. Dies wurde zum Anlaß genommen, verfahrens- und programmseitig umfangreiche Weiterentwicklungen zu realisieren. Dabei entstand BERELT — ein Programmsystem zur Berechnung elektrischer Netze; es beinhaltet eine breite Palette von Netzberechnungsprogrammen:

— stationäre Leistungsflußberechnung
— optimale Leistungsflußberechnung
— dreipolige Kurzschlußstromberechnung TGL und IEC
— Berechnung ein-, zwei- und dreipoliger Kurzschlußströme nach TGL
— Berechnung beiliegender Quer-, Längs- und Simultanfehler und unsymmetrischer Belastungszustände
— Berechnung von Netz- und Kurzschluß-Schutzparametern zur Einstellung von Netzschutzeinrichtungen
— grafische Ausgabe von Berechnungsergebnissen.

Es ist vorgesehen, im Zeitraum September/Oktober 1985 im IfE/ZRE einen mehrtägigen Lehrgang für alle Interessenten an der Nutzung dieses Programmsystems durchzuführen, im Rahmen dessen das Programmsystem vorgestellt und die Handhabung an konkreten Beispielen demonstriert wird.

Anfragen

Zur Vorbereitung dieses Lehrganges, insbesondere zur Auflagenermittlung der umfangreichen Anwenderdokumentation, bitten wir Sie kurzfristig, uns Ihre Teilnehmerwünsche an

Institut für Energetik/ZRE
— Hauptrechenzentrum —
7024 Leipzig
Torgauer Str. 114

mitzuteilen. Auf dieser Grundlage erhalten Sie dann die verbindliche Lehrgangseinladung. Bei telefonischen Rückfragen bitte Koll. Dr. *Storch*, Tel. 2393525, anrufen.

H. Storch, Leipzig EA 1971

Rationalisierungsmittel für die Handhabetechnik

Lehrgang (im Internat)

Zeit: Oktober 1985

Inhaltliche Schwerpunkte

Grundlagen für die Entwicklung von Rationalisierungsmitteln; mechanische Baugruppen; Greifer und Werkzeuge; Steuerungen und Meßsysteme; Antriebe; Speicher; Zubringer, Positionierer

Anfragen

Kammer der Technik
BV Karl-Marx-Stadt
SB Weiterbildung
Stößer, Karl-Marx-Stadt EA 1975

Technologische Industrieroboter

Lehrgang (im Internat)

Zeit: Oktober 1985

Inhaltliche Schwerpunkte

Einführung zur Industrieroboter-Technik; Überblick zu unterschiedlichen Systemen; Teilsysteme von Industrierobotern und ihre Funktion; Kinematiksysteme; Antriebssysteme; Meßsysteme; Steuerungen; Lageregelungen; Kinematiksystem von Gelenkrobotern und deren Besonderheiten; Antriebssysteme und deren dynamische Eigenschaften; Stelleinrichtungen zur Aussteuerung der Antriebe; Druckquellen von hydraulischen Antrieben; Meßsysteme; Lagerregelungen; Dynamik; Industrieroboter zur Handhabung; Industrieroboter zur Montage; Industrieroboter zum Punktschweißen; Industrieroboter zum Lichtbogenschweißen; Industrieroboter zur Farbgebung; Industrieroboter zum Schleifen — Polieren; Bewegungsdynamik; Genauigkeitsforderungen; Prüfung des Bewegungsverhaltens; Einsatzforderungen zu technologischen Industrierobotern

Anfragen

Kammer der Technik
BV Karl-Marx-Stadt
SB Weiterbildung
Stößer, Karl-Marx-Stadt EA 1977

Rationalisierung im Maschinenbau

5. Wissenschaftliche Konferenz

Zeit: November 1985
Ort: Ingenieurhochschule Zwickau
Veranstalter: Der Wissenschaftliche Rat der Ingenieurhochschule Zwickau in Verbindung mit der Hochschulsektion der KDT

Inhaltliche Schwerpunkte

Die auf dieser Konferenz in 8 Fachgruppen vorzustellenden wissenschaftlichen Arbeitsergebnisse betreffen die Themenkomplexe

— Handhabetechnik in der Teilefertigung und Montage
— Effektive Fertigung und Fertigungsvorbereitung in der mvI
— Gestaltung flexibler teilautomatisierter Montagesysteme für die Großserienfertigung
— Eigenspannungen und Oberflächenverfestigung
— Meß- und Prüftechnik für elektromechanische Systeme
— Meß- und Prüftechnik für elektronische Systeme
— Rationalisierung der Leitung des Produktionsprozesses
— Die ökonomische Analyse in Kombinaten und Betrieben

Anfragen

Ingenieurhochschule Zwickau
9540 Zwickau
Dr.-Friedrichs-Ring 2a
Telefon: 823233

H.-D. Tietz, Zwickau EA 1980

Anlagenautomatisierung

5. Wissenschaftliche Konferenz

Zeit: 20. bis 22. Mai **1986**
Ort: Technische Hochschule Leipzig, Sektion Automatisierungsanlagen

Inhaltliche Schwerpunkte

In den Vortragsreihen werden wissenschaftliche Ergebnisse und technische Entwicklungen behandelt, die dem fachlichen Profil der Sektion Automatisierungsanlagen entsprechen. Das Programm umfaßt folgende Themenkomplexe:

— Funktionseinheiten der Anlagenautomatisierung
— Projektierung der Anlagenautomatisierung
— Prozeßsteuerung und -koordinierung in technologischen Prozessen.

Anfragen

Teilnehmeranmeldungen sind umgehend zu richten an:

Technische Hochschule Leipzig
5. Wissenschaftliche Konferenz der Sektion Automatisierungsanlagen
7030 Leipzig
Karl-Liebknecht-Str. 132

K.-P. Schulze, Leipzig EA 1979

Rechnergestützte Ingenieurtätigkeit – ein Wandel in der Ingenieurpraxis?

Von Prof. Dr. sc. techn. Eberhard Paulig

Direktor der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden

Mit dem Initiativprogramm des 8. Kongresses der KDT zur Applikation der Mikroelektronik stellen sich die Mitglieder unserer sozialistischen Ingenieurorganisation den neuen Anforderungen an die Entwicklung, Produktion und Anwendung hochintegrierter Systemkonfigurationen der Informationstechnik in allen Bereichen der Volkswirtschaft. Diese Entwicklung betrifft nicht nur neue Erzeugnisse und Technologien mit einem hohen Automatisierungs- und Veredlungsgrad in der materiellen Produktion, sondern bewirkt vor allem auch einen tiefgreifenden Wandel am Arbeitsplatz und beim Handwerkszeug des Ingenieurs.

Die rechnergestützte Ingenieurtätigkeit (CAE), seit Anfang der achtziger Jahre international im Gespräch, ist dabei die entscheidende Basis für die Rationalisierung im Tätigkeitsfeld des Ingenieurs. Insofern liegen die grundlegenden Aspekte

- im begrenzten Aktionsradius und der zu geringen Arbeitsgeschwindigkeit des Menschen, insbesondere beim Entwurf und der Herstellung hochintegrierter Bauelemente der Mikroelektronik aber auch komplexer Konfigurationen des Automatisierungsanlagenbaus
- im Erfordernis, über eine tiefere theoretische Durchdringung und gleichermaßen über die Erweiterung des in den Entwurfsprozeß einbezogenen Informationsumfanges, Entwicklungsreserven für Erzeugnisse und Verfahren zu erschließen
- in der untrennbaren Einheit von Modellbildung und experimenteller Bestätigung der Modellparameter, von Entwurf und Simulation der Prozeßabläufe und Beanspruchungen bei der Optimierung der Erzeugnisse und der Gestaltung flexibler Produktionslinien, welche die automatisierte Meß- und Prüftechnik einschließt
- in der hohen Innovationsrate elektrotechnischer Erzeugnisse und dem daraus resultierenden Erfordernis der Verkürzung der Entwicklungs- und Überleitungszeiträume über die Erhöhung der Arbeitsproduktivität in den produktionsvorbereitenden Bereichen der Konstruktion, Projektierung und Technologie sowie der Planung und Leitung des Produktionsprozesses und nicht zuletzt
- in der globalen Aufgabenstellung den kreativen Anteil in der Ingenieurtätigkeit durch Verringerung des Anteiles der Routinearbeit zu erhöhen.

Die materielle Basis der rechnergestützten Ingenieurtätigkeit umfaßt die gesamte Breite der Rechentechnik vom Personal-Computer bis zum Großrechner sowohl als autonomes System als auch deren Verbund im Sinne einer hierarchischen Struktur mit Ingenieurarbeitsplätzen in unterschiedlichen Zugriffsebenen bis hin zu in sich geschlossenen CAD/CAM-Lösungen.

Dabei wäre es falsch, den Wandel im Tätigkeitsfeld des Ingenieurs allein in der mit der Rechentechnik gegebenen neuen materiell-technischen Basis und dem sich daraus ergebenden höheren Anteil an Softwarearbeit zu sehen. Ein solcher Standpunkt führt zwangsläufig zu der Fehleinschätzung, daß wir künftig keine Ingenieure, sondern nur noch Spezialisten der Informationsverarbeitung brauchen.

Nach wie vor ist das Tätigkeitsfeld des Ingenieurs die materielle Produktion. Er steht vor der Aufgabe, neue Erzeugnisse und Technologien zu entwickeln, Material und Energie ökonomisch anzuwenden und einen in zunehmendem Maße automatisierten Produktionsprozeß zu realisieren. Die Anwendung der Mikrorechentechnik ist dabei einerseits Bestandteil der Erzeugnisentwicklung und Prozeßgestaltung, andererseits aber auch Mittel zum Zweck bei der Erhöhung der Effektivität der Ingenieurtätigkeit selbst.

In dieser Entwicklung nimmt der Kleinstrechner eine besondere Stellung ein. Mit der Erweiterung der Verarbeitungsbreite von 8 bit auf 16 bzw. 32 bit, der Erhöhung der Taktfrequenz und der Generierung von Mehrprozessorsystemen sowie eines unter Einbeziehung externer Speichermedien verfügbaren Speichervolumens im Megabyte-Bereich überschreitet der Personal-Computer der achtziger Jahre das Leistungsvermögen mittlerer Rechner des vergangenen Jahrzehnts und bietet mit der dialogorientierten Arbeitsweise und der Möglichkeit der direkten Einbeziehung in den Arbeitsplatz des Ingenieurs wesentliche Vorteile gegenüber den Rechenzentren vergangener Jahre.

Die Einfachheit der Systemsoftware einer autonomen Kleinstrechnerkonfiguration und die damit verbundenen Vorzüge einer raschen Einarbeitung sowie das attraktive Preis/Leistungsverhältnis bilden günstige Voraussetzungen für eine breite Anwendung, einen hohen Rationalisierungseffekt und eine neue Qualität im Tätigkeitsbereich des Ingenieurs.

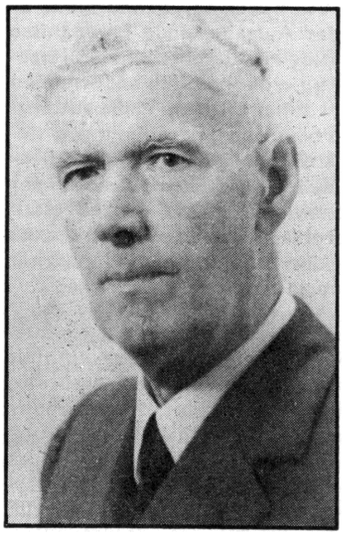
Die Praxis zeigt, daß mit den heute zur Verfügung stehenden Kleinstrechnern und Bürocomputern ein hoher Anteil der Aufgaben in der Erzeugnis- und Verfahrensentwicklung, der Meß-, Prüf- und Automatisierungstechnik effektiv und vielfach unter Nutzung moderner mathematischer Ansätze, numerischer und statistischer Lösungsverfahren, unter Einbeziehung modularer Softwarepakete, in neuer Qualität lösbar ist.

Dabei ist der heute zur Verfügung stehende Kleinstrechner ein durchaus leistungsfähiges Arbeitsinstrument des Ingenieurs und Voraussetzung für die Lösung der ersten Schritte bei der Gestaltung komplexer Datenverarbeitungssysteme.

Ausgehend davon sehen wir in der von der Fachzeitschrift ELEKTRIE ins Leben gerufenen Fortsetzungsreihe „BASIC-orientierte Kleinstrechner in der Ingenieurpraxis" einen wesentlichen Beitrag zur Anregung und Qualifizierung eines breiten Kreises der in der Praxis tätigen Ingenieure sowie auch der Studenten für die Erfüllung der Aufgaben, die uns mit dem eingangs zitierten Initiativprogramm des 8. KDT-Kongresses gestellt worden sind. EA 1957

PERSÖNLICHES

Nachruf für Professor em. Dr.-Ing. Hermann Schulze



Am 2. März 1985 verstarb in Dresden Professor em. Dr.-Ing. *Hermann Schulze* im Alter von 89 Jahren. Mit ihm haben wir einen profilierten Wissenschaftler, Hochschullehrer und Fachmann der Elektrizitätsversorgung verloren, der die Elektroenergietechnik umfassend beherrschte, mit der wissenschaftlich-technischen Entwicklung dieses Jahrhunderts lebte, diese selbst vorantrieb, und als Enzyklopädist der Elektrizitätsversorgung gilt.

Hermann Schulze studierte an der TH Hannover Elektrotechnik und promovierte 1923 über die elektrische Großkraftübertragung. Das war eine Untersuchung, die seine weitere Arbeitsrichtung bestimmte. Während seiner ab 1921 bei den Elektrizitätswerken Sachsen-Anhalt und ab 1925 beim Kraftwerk Sachsen-Thüringen AG in Auma durchgeführten theoretischen und praktischen Untersuchungen trat sein Bestreben und seine Fähigkeit hervor, von der empirischen Beherrschung der Technik der Elektroenergieversorgung zur wissenschaftlich fundierten zu gelangen. Über 24 Veröffentlichungen aus dieser Zeit zeugen von der theoretischen Durchdringung der von ihm angegangenen Arbeiten, die besonders die Kraftwerksprozesse, die Blindleistungserzeugung mit Kondensatoren und die Schutztechnik betrafen.

Nach dem zweiten Weltkrieg wirkte Dr. *Schulze* zunächst für den Wiederaufbau der Thüringischen Landesenergieversorgung, wobei er weitsichtig auf die Konzeption eines übergeordneten Verbundnetzes orientierte. Die wesentlichsten Entscheidungen zum Systemzusammenschluß der Elektroenergienetze in der DDR und später zum Anschluß der benachbarten RGW-Staaten bereitete er mit vor als Gründer und Leiter der Technisch-Wissenschaftlichen Zentrale für alle Energiebezirke der DDR (ab 1952), einer Keimzelle des Instituts für Energetik in Leipzig. Durch grundlegende Studien der Technik und der Prozeßführung und durch den Einsatz seiner umfassenden Kenntnisse und Erfahrungen wirkte er maßgeblich mit beim planmäßigen Aufbau und Betrieb eines 220 kV/380-kV-Verbundnetzes. Eine große Anzahl technisch-wissenschaftlicher Veröffentlichungen und Vorträge zeugen von seinem Schaffen und der Vielfalt seiner Vorschläge und Gedanken.

Mit der Berufung zum Ordinarius des Lehrstuhls für Elektrizitätsversorgung an die TH Dresden (1956) begann für Professor *Schulze* ein fruchtbarer Lebensabschnitt. Wissenschaftliche Forschungstätigkeit und Hochschullehre vereint mit Industrieberatung auf dem Gebiete der Elektroenergietechnik brachten ihm volle Erfüllung seiner Arbeitsvorhaben. Mit größter Schaffensfreude, Hingabe und Begeisterung, die er seinen zahlreichen Schülern, Diplomanden und Doktoranden übertrug, gestaltete er sein Lehrgebiet, schuf modernes Studienmaterial und eine aktuelle Lehrkonzeption. So befähigte er seine Schüler selbst späterhin schöpferisch und anleitend tätig zu werden. Seine sichere Beurteilung der technischen Realitäten und sein umfassender Überblick über die Fachliteratur machten ihn zu einem geschätzten und hochgeachteten Mitarbeiter bzw. Leiter vieler Fachgremien. So wirkte er in Arbeitskreisen des Forschungsrates der DDR, in der Kammer der Technik, in der „Conférence Internationale des Grande Réseaux Electriques á haute tension" (CIGRE) und dem International Electrical Committee (IEC).

Von 1961 bis 1962 war Professor *Schulze* Dekan der Fakultät Elektrotechnik der TU Dresden. Auch nach seiner Emeritierung blieb er noch bis zu seinem 80. Lebensjahr in der Lehre und als Berater des Instituts „Prüffeld für Hochleistungstechnik" tätig und widmete sich besonders der Leistungsschaltertechnik. Das von ihm verfaßte Buch „Technik der Wechselstrom-Hochspannungsschalter" zeugt von seiner Arbeit auf diesem Spezialgebiet.

Mehrere hohe staatliche Auszeichnungen wurden ihm in Anerkennung seiner Verdienste um die Entwicklung der Elektroenergieversorgung der DDR und in Würdigung seiner Erfolge in der Hochschullehre verliehen. Seine fast 60jährige Berufstätigkeit war durch viele wissenschaftliche Erfolge gekennzeichnet, aber auch durch harte, jedoch freudig geleistete Arbeit zum Wohle der Gesellschaft.

Es bleibt unsere Verpflichtung, dem Leben und Wirken von Professor Dr.-Ing. *Hermann Schulze* nachzustreben und damit seiner Erinnerung zu dienen.

H. Koettnitz, Dresden EA 1952

Wir trauern um Dipl.-Ing. Wolfgang Knuth

Am 2. Januar 1985 verstarb unerwartet im Alter von 54 Jahren Dipl.-Ing. *Wolfgang Knuth*.

Als langjähriger Korrespondent hatte sich Dipl.-Ing. *Knuth* über zwei Jahrzehnte lang stets für die Belange der Fachzeitschrift ELEKTRIE eingesetzt. Mit Fachbeiträgen, konstruktiven Diskussionsbeiträgen im Redaktionsbeirat und durch praktische Unterstützung der Arbeit der Redaktion hat er mit zum hohen Ansehen unserer Zeitschrift beigetragen. Von seinem ausgeprägten Interesse an der publizistischen Arbeit des Fachgebietes profitierten auch die Zeitschrift „Der Elektro-Praktiker" sowie das Lektorat Starkstromtechnik des Verlages, denen er als Gutachter und fachlicher Berater stets zur Seite stand. Darüber hinaus war er Mitautor des VEM-Handbuches Leistungselektronik.

Dipl.-Ing. *Wolfgang Knuth* war bis zu seinem Ableben als Leiter der Zentralen Arbeitsgruppe Mikroelektronik des VEB Kombinat Schienenfahrzeuge tätig. Mit ihm verliert das Kombinat einen verdienstvollen Mitarbeiter, der sich speziell mit der Entwicklung von elektrischen und elektronischen Ausrüstungen für Reisezugwagen beschäftigt hat. Großen Anteil hat er an der Einführung der Elektronik/Mikroelektronik in die Ausrüstungen der Reisezugwagen.

Die Ergebnisse seiner Arbeit kamen durch eine Vielzahl von Patentanmeldungen, Neuerervorschlägen und Veröffentlichungen in der Fachpresse zum Ausdruck. Seine Leistungen wurden mehrmals mit der Auszeichnung „Aktivist der sozialistischen Arbeit" sowie mit der „Medaille für ausgezeichnete Leistungen" gewürdigt.

Hervorragendes Fachwissen, umfangreiche Erfahrungen und hohe Einsatzbereitschaft haben bis zum letzten Tag sein Schaffen gekennzeichnet. Durch sein fachliches Können und seine Zielstrebigkeit hat sich Kollege *Wolfgang Knuth* Sympathie und Anerkennung auch über den Stammbetrieb hinaus erworben.

Wir werden dem Leben und Wirken von *Wolfgang Knuth* ein ehrendes Gedenken bewahren.

Beirat und Redaktion
der Fachzeitschrift ELEKTRIE EA 1956

Berechnung von Ausgleichsvorgängen mit dem Heimcomputer am Beispiel des Hochlaufs einer Asynchronmaschine

B. Oswald, KDT; E. Bunzel, KDT; K.-H. Kunckel, KDT; U. Münch, KDT; E. Paulig, KDT; P. Schubert, KDT; Dresden

Verwendete Formelzeichen

$M_B = \frac{S_n}{\Omega_0}$	Bezugswert für das Drehmoment
$m_k = \frac{M_k}{M_B} = \frac{k_S\, k_L}{2 x_{S'}}\, \hat{u}_N^{*2}$	bezogenes Kippmoment für $R_S = 0$
$H = \frac{J\, \Omega_0^2}{S_n}$	Trägheitskonstante
S_n	Nennscheinleistung
J	Massenträgheitsmoment
$\Omega_0 = \frac{\omega_0}{p}$	räumliche, synchrone Kreisfrequenz
$x_{S'} = \frac{X_{S'}}{U_n^2}\, S_n$	bezogene transiente Ständerreaktanz

Bei der Untersuchung von Ausgleichsvorgängen, insbesondere bei nichtlinearen Systemen, ist die Rechnerunterstützung zu einem unentbehrlichem Hilfsmittel geworden. Für die meisten Betriebsmittel oder Systeme wurden in den letzten Jahren am Großrechner geeignete Modelle entwickelt und getestet, die Möglichkeiten einer systematischen Modellvereinfachung entsprechend dem Untersuchungsziel bewertet und Erfahrungen bei der Lösung von Differentialgleichungssystemen gewonnen.
Für die Lösung einer Vielzahl von Problemen ist die Kapazität von Heimcomputern völlig ausreichend. Im folgenden soll am einfachen Beispiel des Hochlaufs einer Asynchronmaschine die erforderliche Methodik zur Lösung eines linearen oder nichtlinearen Differentialgleichungssystems durch numerische Integration dargelegt werden.

1. Aufbereitung des Gleichungssystems (Modellbildung)

In der Literatur werden für das dynamische Verhalten des Einfachkäfigläufermotors folgende Gln. in Raumzeigerdarstellung (Läuferkoordinaten) angegeben [1] [2]:

$$u_S^{\,\llcorner} = R_S\, i_S^{\,\llcorner} + \dot{\psi}_S^{\,\llcorner} + \mathrm{j}\,\omega_0\, \psi_S^{\,\llcorner} \tag{1}$$

$$0 = R_L\, i_L^{\,\llcorner} + \dot{\psi}_L^{\,\llcorner} + \mathrm{j}\, s\,\omega_0\, \psi_L^{\,\llcorner}$$

$$\psi_S^{\,\llcorner} = L_S\, i_S^{\,\llcorner} + L_h\, i_L^{\,\llcorner}$$

$$\psi_L^{\,\llcorner} = L_h\, i_S^{\,\llcorner} + L_L\, i_L^{\,\llcorner} \tag{2}$$

$$m_e = -\frac{3}{2}\, p\, \mathrm{Im}\,\{\psi_S^{\,\llcorner}\, i_S^{\,\llcorner *}\} \tag{3}$$

$$\dot{s} = -\frac{1}{H}\,\frac{m_e - m_w}{m_B} \tag{4}$$

Für die Anwendung eines üblichen expliziten Integrationsverfahrens muß das Gleichungssystem in die sogenannte Zustandsform $\dot{\boldsymbol{z}} = f(\boldsymbol{z}, \boldsymbol{x})$ umgeformt werden. Im vorliegenden Beispiel besteht eine Möglichkeit darin, die Ströme in den Spannungsgleichungen (1) mit Hilfe der Flußverkettungsgleichungen zu eliminieren. Mit

$$i_S^{\,\llcorner} = \frac{1}{L_{S'}}\,\psi_S^{\,\llcorner} - \frac{k_L}{L_{S'}}\,\psi_L^{\,\llcorner}$$

$$i_L^{\,\llcorner} = -\frac{k_S}{L_{L'}}\,\psi_S^{\,\llcorner} + \frac{1}{L_{L'}}\,\psi_L^{\,\llcorner}$$

$$\left(L_{S'} = \sigma L_S, L_{L'} = \sigma L_L, \sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_S L_L},\ k_S = \frac{L_h}{L_S},\ k_L = \frac{L_h}{L_L}\right)$$

folgt dann

$$\dot{\psi}_S^{\,\llcorner} = -\left(\frac{R_S}{L_{S'}} + \mathrm{j}\,\omega_0\right)\psi_S^{\,\llcorner} + k_L\,\frac{R_S}{L_{S'}}\,\psi_L^{\,\llcorner} + u_S^{\,\llcorner} \tag{5}$$

$$\dot{\psi}_L^{\,\llcorner} = -\left(\frac{R_L}{L_{L'}} + \mathrm{j}\, s\,\omega_0\right)\psi_L^{\,\llcorner} + k_S\,\frac{R_L}{L_{L'}}\,\psi_S^{\,\llcorner}\,. \tag{6}$$

Für die Berechnung des Hochlaufvorgangs ist es zweckmäßig, die vom Einschaltvorgang herrührenden Vorgänge, die auch einen 50-Hz-Drehmomentanteil um das mittlere Drehmoment entstehen lassen, zu „unterdrücken". Sie beeinflussen den Hochlaufvorgang nicht und würden nur zu unnötig kleinen Zeitschritten zwingen. Gl. (5) vereinfacht sich dann zu[1])

$$u_S^{\,\llcorner} = \mathrm{j}\,\omega_0 \psi_S^{\,\llcorner} = u_d + \mathrm{j}\, u_q = \hat{u}_N\,. \tag{7}$$

Führt man für $R_L/L_{L'} = \omega_0\, s_k$ (s_k Klippschlupf bei $R_S = 0$) ein und bezieht die Netzspannung u_N auf ihren Nennwert und die Flußverkettungen auf $k_S\, \hat{u}_{Nn}/\omega_0$, so ergibt sich schließlich nach Zerlegung in die Komponente die gesuchte Zustandsform:

$$\dot{\psi}_{Ld}^{\,*} = -\,\omega_0 s_k \psi_{Ld}^{\,*} + s\,\omega_0 \psi_{Lq}^{\,*}$$

$$\dot{\psi}_{Lq}^{\,*} = -\,\omega_0 s_k \psi_{Lq}^{\,*} - s\,\omega_0 \psi_{Ld}^{\,*} - \omega_0 s_k \hat{u}_N^{\,*}$$

$$\dot{s} = -\frac{1}{H}\left(\frac{M_k}{M_B}\,\frac{m_e}{M_k} - \frac{m_w}{M_B}\right) = \frac{1}{H}\left(\frac{M_k}{M_B}\,\frac{2\,\psi_{Ld}^{\,*}}{\hat{u}_N^{\,*}} + \frac{m_w}{M_B}\right). \tag{8}$$

Das Gleichungssystem ist von 3. Ordnung mit den Zustands-Variablen $\psi_{Ld}^{\,*}$, $\psi_{Lq}^{\,*}$ und s. Die Anfangsbedingungen lauten:

$$\psi_{Ld}^{\,*}(0) = -\frac{s_k}{1 + s_k^2}\,\hat{u}_N^{\,*}$$

$$\psi_{Ld}^{\,*}(0) = -\frac{s_k}{1 + s_k^2}\,\hat{u}_N^{\,*} = s_k\, \psi_{Ld}^{\,*}(0)$$

$$s(0) = 1.$$

Unter der Annahme, daß sich der Schlupf langsam genug ändert, kann das Gl.-System wegen $\dot{\psi}_{Ld}^{\,*} = \dot{\psi}_{Lq}^{\,*} = 0$ auf die Ordnung 1 reduziert werden. Man erhält dann aus den beiden ersten Gln.

$$\psi_{Ld}^{\,*} = -\frac{s\, s_k}{s_k^2 + s^2}\,\hat{u}_N^{\,*}$$

und somit

$$\dot{s} = -\frac{1}{H}\left(\frac{M_k}{M_B}\,\frac{2\, s\, s_k}{s_k^2 + s^2} - \frac{m_w}{M_B}\right). \tag{9}$$

Der Ausdruck für das elektrische Drehmoment ist in die bekannte Beziehung nach *Kloss* übergegangen. Das Widerstandsmoment m_w kann eine beliebige Funktion des Schlupfes sein.

2. BASIC-Programm

Bei Anwendung eines expliziten Integrationsverfahrens ergibt sich die Lösung aus der stets bekannten „rechten Seite" und dem Zeitschritt ohne Iterationen. Numerische Probleme, die diesen Verfahren anhaften können, treten nur bei Systemen mit sehr stark unterschiedlich schnellen Lösungsanteilen auf. Da diese sogenannte „Steifigkeit" aber in den meisten Fällen der Energietechnik durch geeignete Modellbildung (siehe die Vernachlässigung der 50-Hz-

Dr. sc. techn. *Bernd Oswald*, Dr. sc. techn. *Eckehard Bunzel* sind wissenschaftliche Oberassistenten, Dr.-Ing. *Karl-Heinz Kunckel* ist Hochschuldozent, Dipl.-Ing. *Ulrich Münch* ist wissenschaftlicher Assistent, Dr.-Ing. *Peter Schubert* ist wissenschaftlicher Oberassistent, Prof. Dr. sc. techn. *Eberhard Paulig* ist Inhaber des Lehrstuhls Starkstromtechnik und Direktor der Sektion Elektrotechnik an der TU Dresden.

[1]) Auf eine Begründung dieser Vereinfachung kann hier nicht eingegangen werden. Man überzeuge sich aber von der Zulässigkeit durch Lösung des vollständigen aus Gln. (4) bis (6) gebildeten Gleichungssystems. Für den Zeitschritt muß dann 0,5 ms gewählt werden.

Tafel 1. Schema des Integrationsverfahrens nach RUNGE-KUTTA-GILL

Gegenüber dem klassischen Runge-Kutta-Verfahren zeichnet sich die von *Gill* angegebene Variante durch geringeren Speicherplatzbedarf und eine Rundungsfehlerkompensation aus.

Die Änderung der Zustandsgrößen z_i von $z_i^{(n)}$ auf $z_i^{(n+1)}$ während eines Zeitschrittes $\Delta t = t^{(n+1)} - t^{(n)}$ erfolgt in 4 Stufen. Mit $f_i(\ldots)$ ist die „rechte Seite" für die i-te Zustandsvariable bezeichnet.

1. $k_{i1} = \Delta t f_i\,(z_i^{(n)}, z_2^{(n)}, \ldots, x_1^{(n)}, x_2^{(n)}, \ldots, t^{(n)})$

$$r_{i1} = \frac{1}{2}\,(k_{i1} - 2g_{i0})$$

$$z_{i1} = z_i^{(n)} + r_{i1}$$

$$g_{i1} = g_{i0} + 3r_{i1} - \sqrt{\frac{1}{2}}\,k_{i1}$$

2. $k_{i2} = \Delta t f_i\left(z_{11}, z_{21}, \ldots, x_{11}, x_{21}, \ldots, t^{(n)} + \frac{\Delta t}{2}\right)$

$$r_{i2} = \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right)(k_{i2} - g_{i1})$$

$$z_{i2} = z_{i1} + r_{i2}$$

$$g_{i2} = g_{i1} + 3r_{i2} - \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right)k_{i2}$$

3. $k_{i3} = \Delta t f_i\left(z_{12}, z_{22}, \ldots, x_{12}, x_{22}, \ldots, t^{(n)} + \frac{\Delta t}{2}\right)$

$$r_{i3} = \left(1 + \sqrt{\frac{1}{2}}\right)(k_{i3} - g_{i2})$$

$$z_{i3} = z_{i2} + r_{i3}$$

$$g_{i3} = g_{i2} + 3r_{i3} - \left(1 + \sqrt{\frac{1}{2}}\right)k_{i3}$$

4. $k_{i4} = \Delta t f_i\,(z_{13}, z_{23}, \ldots, x_{13}, x_{23}, \ldots, t^{(n)} + \Delta t)$

$$r_{i4} = \frac{1}{6}\,(k_{i4} - 2g_{i3})$$

$$z_i^{(n+1)} = z_{i3} + r_{i4}$$

$$g_{i4} = g_{i3} + 3r_{i4} - \frac{1}{2}\,k_{i4}$$

Für $t = 0$ gilt $g_{i0} = 0$. Für alle weiteren Schritte werden die g_{i0} aus den g_{i4} des vorhergegangenen Schrittes übernommen.

```
200  REM UNTERPROGRAMM ZUR BERECHNUNG DER ANFANGSWERTE
210  Z(1)=1
220  G(1)=0
230  INPUT "H/S=";H
240  INPUT "MK/MB=";MK
250  INPUT "SK=";SK
260  A=-1/H
270  ME=MK*SK*2/(1+SK*SK)
280  RETURN

400  REM UNTERPROGRAMM ZUR BERECHNUNG DER RECHTEN SEITE
410  ME=2*MK*SK*Z(1)/(SK*SK+Z(1)*Z(1))
420  FZ(1)=A*ME
430  RETURN
```

Bild 2. Von der Aufgabenstellung abhängige Unterprogramme zur Berechnung der Anfangswerte und „rechten Seite"
a) für quasistationären Hochlauf nach Gl. (9)
b) für dynamischen Hochlauf nach Gl. (8)

```
200  REM UNTERPROGRAMM ZUR BERECHNUNG DER ANFANGSWERTE
210  FOR I=1 TO 3
220  G(I)=0
230  NEXT I
240  INPUT "H/S=";H
250  INPUT "MK/MB=";MK
260  INPUT "SK=";SK
270  INPUT "UN=";UN
280  OM=314.15926
290  A1=-1/H
300  A2=-SK*OM
310  Z(1)=1
320  Z(2)=-UN*SK/(1+SK*SK)
330  Z(3)=SK*Z(2)
340  ME=-2*MK*Z(2)/UN
350  RETURN

400  REM UNTERPROGRAMM ZUR BERECHNUNG DER RECHTEN SEITE
410  ME=-2*MK*Z(2)/UN
420  FZ(1)=A1*ME
430  FZ(2)=A2*Z(2)+OM*Z(1)*Z(3)
440  FZ(3)=A2*Z(3)-OM*(Z(1)*Z(2)+SK*UN)
450  RETURN
```

```
10   REM BERECHNUNG DES HOCHLAUFES EINER ASYNCHRONMASCHINE
20   INPUT "ORDNUNG=";N
30   INPUT "DT/MS=";DT
40   INPUT "TEND/S=";TE
50   INPUT "DRUCKSCHRITT=";ID
60   T=0: DT=DT/1000: TE=TE+DT: IZ=ID-1
70   R1=1-SQR(0.5): R2=1+SQR(0.5)
80   DIM Z(N),FZ(N),K(N),G(N)
90   GOSUB 200
100  IZ=IZ+1
110  IF IZ<>ID THEN GOTO 140
120  PRINT "T/S=";T,"S=";INT(1000*Z(1)+.5)/1000,"ME/MB=";INT(1000*ME+.5)
/1000
130  IZ=0
140  GOSUB 500
150  IF T<TE THEN GOTO 100
160  END
```

Bild 1. Hauptprogramm zur numerischen Integration einer Zustandsdifferentialgleichung

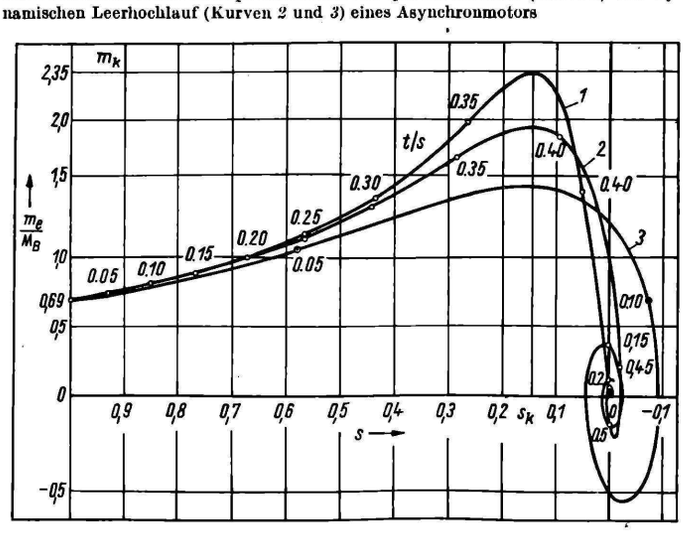
```
500 REM UNTERPROGRAMM RUNGE-KUTTA-GILL
510 GOSUB 400
520 FOR I=1 TO N
530 K(I)=DT*FZ(I)
540 RK=(K(I)-2*G(I))/2
550 Z(I)=Z(I)+RK
560 G(I)=G(I)+RK*3-K(I)/2
570 NEXT I
580 T=T+DT/2
590 GOSUB 400
600 FOR I=1 TO N
610 K(I)=DT*FZ(I)
620 RK=R1*(K(I)-G(I))
630 Z(I)=Z(I)+RK
640 G(I)=G(I)+RK*3-K(I)*R1
650 NEXT I
660 GOSUB 400
670 FOR I=1 TO N
680 K(I)=DT*FZ(I)
690 RK=R2*(K(I)-G(I))
700 Z(I)=Z(I)+RK
710 G(I)=G(I)+RK*3-K(I)*R2
720 NEXT I
730 T=T+DT/2
740 GOSUB 400
750 FOR I=1 TO N
760 K(I)=DT*FZ(I)
770 RK=(K(I)-2*G(I))/6
780 Z(I)=Z(I)+RK
790 G(I)=G(I)+RK*3-K(I)/2
800 NEXT I
810 RETURN
```

Bild 3. Unterprogramm zur numerischen Integration nach *Runge-Kutta-Gill*

Drehmomentenanteile im vorliegenden Beispiel) beseitigt werden kann, sind die expliziten Verfahren aufgrund ihres einfacheren Algorithmus vorzuziehen. Am Beispiel des von *Gill* [4] modifizierten Runge-Kutta-Verfahrens (siehe Tafel 1) wird der prinzipielle Programmaufbau für die Lösung einer Zustandsdifferentialgleichung n-ter Ordnung dargestellt. Im Hauptprogramm (Bild 1) erfolgt die Eingabe der Ordnung, des Zeitschrittes in ms, des Druckschrittes und der Endzeit in Sekunden. Die Konstanten *R1* und *R2* werden bei der Integration benötigt. Das Feld *Z* enthält die n Zustandsvariablen, auf *FZ* werden die n rechten Seiten bereitgestellt. Die Felder *K* und *G* sind Hilfsfelder für die Integration und ebenfalls mit n zu dimensionieren. Die Berechnung der Anfangswerte hängt von der Aufgabenstellung ab und erfolgt deshalb zweckmäßigerweise in einem Unterprogramm (UP) (Bild 2).

Die Anfangswerte für *G* werden Null gesetzt. Die Anfangswerte der Ausgabegrößen (hier m_e) müssen ebenfalls in diesem UP berechnet

Bild 4. Drehmomenten-Schlupf-Kennlinien für quasistationären (Kurve *1*) und dynamischen Leerhochlauf (Kurven *2* und *3*) eines Asynchronmotors



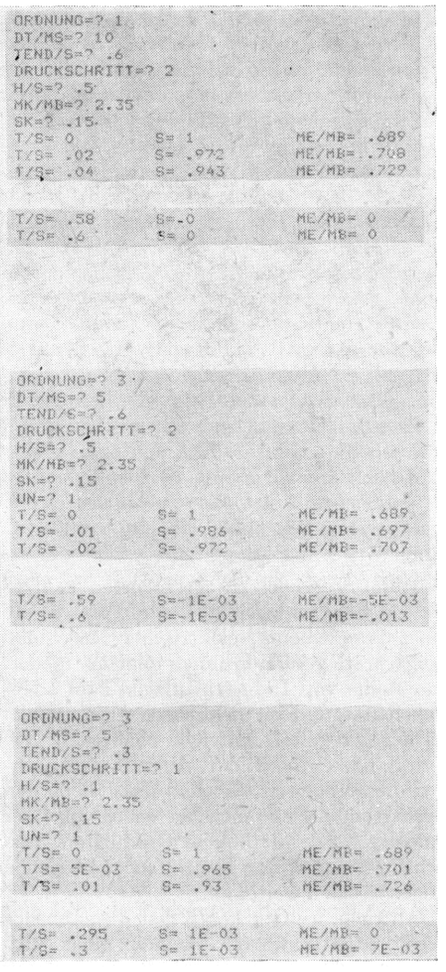


Bild 5. Eingabedaten und Anfangs- und Endwerte für die Kurven *1*, *2* und *3* im Bild 4

werden. Außerdem ist es zweckmäßig, alle konstanten Koeffizienten der rechten Seiten bereits hier bereitzustellen.
In Abhängigkeit von einer Zählgröße *IZ* im Vergleich zum gewählten Druckschritt *ID* erfolgt in der Zeile 120 der Druck der interessierenden Größen. Dieser Programmteil ist je nach Aufgabenstellung zu gestalten. Nach dem Druck der Anfangswerte wird erstmals das im Bild 3 dargestellte Integrationsprogramm aufgerufen. Dieses wiederum ruft jeweils viermal das UP zur Berechnung der „rechten Seite" auf (Bild 2). Das UP „rechte Seite" ist wie das UP „Anfangswerte" vom Anwender entsprechend der Aufgabenstellung zu gestalten. Nach dem Rücksprung ins Hautprogramm erfolgt die Abfrage, ob die Endzeit erreicht wurde. Anderenfalls beginnt eine erneute Durchrechnung mit dem nächsten Zeitschritt.

3. Rechenbeispiel

Im Bild 4 sind die berechneten Drehmomenten-Schlupf-Kennlinien für die Lösung der Gl.-Systeme (8) und (9) dargestellt. Die Daten gehen aus Bild 5 hervor (Reihenfolge: Kurven *1*, *2*, *3*).
Der optimale Rechenschritt richtet sich nach dem Betrag des größten Eigenwertes und kann, da das System stark nichtlinear ist, nur abgeschätzt oder durch Probieren gefunden werden. Im vorliegenden Beispiel wurden die dynamischen Kennlinien *2* und *3* mit $\Delta t = 5$ ms und die quasistationäre Kennlinie *1* mit $\Delta t = 10$ ms berechnet. Im letzteren Fall richtet sich der Zeitschritt nach den für die Kurvendarstellung erforderlichen Abständen.

Literatur

[1] *Müller, G.:* Theorie rotierender elektrischer Maschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1973
[2] *Kovács, P. K.; Racz, I.:* Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Bd. II. Budapest: Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften 1959
[3] *Kovács, P. K.:* Transient Phenomena in Electrical Machines. Budapest: Akademiai Kiadó 1984
[4] *Gill, S.:* A Process for the Step-by-step Integration of Differential Equations in an Automatic Digital Computing Machine. Proc. Cambridge Philos. Soc., Vol 47 (1951) p. 96–108
EA 5561

Aktuelle Probleme beim Einsatz elektrischer Antriebssysteme in Industrieanlagen

J. Vogel, KDT; R. Teßmer, KDT; Magdeburg

Die Prozeßautomatisierung nimmt eine Schlüsselrolle in der Entwicklung der Produktivkräfte ein. Sie wird maßgeblich von den Fortschritten auf dem Gebiet der Mikroelektronik beeinflußt. Entsprechend der ökonomischen Strategie der 80er Jahre konnten in der DDR ausgehend vom Mikroelektronikbeschluß große Fortschritte in der Entwicklung und Bereitstellung mikroelektronischer Schaltkreise mit hohem Integrationsgrad erreicht werden.
Die vor mehr als 10 Jahren angestellten Prognosen auf diesem Gebiet haben sich in bemerkenswerter Weise bestätigt. Das Entwicklungstempo hält auch weiterhin an. Die Grenzen dieser Entwicklung sind auf jeden Fall noch nicht erreicht. Das führt zur weiteren Erhöhung des Integrationsgrades (alle 2 Jahre etwa auf das 1,8fache) zur Verkleinerung der Verlustleistung und Verzögerungszeit und zur Verringerung der spezifischen Kosten (alle 2 Jahre etwa um die Hälfte).
Für das Gebiet der Elektroantriebstechnik ist mit einem weiteren Vordringen der Einchip-Rechner und der Signalprozessoren auf prozeßnahen Automatisierungsebenen und von 16-Bit-Mikrorechnern für umfangreichere Aufgaben in übergeordneten Ebenen zu rechnen. Von dieser Position des verfügbaren Angebots mikroelektronischer Schaltkreise aus vollzieht sich heute eine breite Applikation dieser neuen Technik. Dabei geht es darum, das Tempo weiter zu beschleunigen, neue Anwenderlösungen zu schaffen, die zu Erzeugnissen mit hoher Qualität, hohem Bedienkomfort und Zuverlässigkeit führen.
Allgemein trifft die Feststellung zu, daß ein Hauptweg zur Prozeßautomatisierung über die Stelltechnik mit elektrischen Antrieben führt. Durch Einsatz der Mikroelektronik erschließen sich hier teilweise völlig neue Wege zur verlustarmen und dynamisch angepaßten Steuerung der Bewegungsabläufe in technologischen Prozessen.
Die Elektroantriebstechniker leiten ihre Aufgaben zunehmend von den Erfordernissen der komplexen Automatisierung ab. Hier steht gegenwärtig die Aufgabe, die Mikroelektronik in hierarchisch gegliederte Automatisierungsstrukturen so einzuordnen, daß mit möglichst wenig neuen Problemen, die immer mit der Einführung einer neuen Technik verbunden sind, volkswirtschaftlich bedeutsame Lösungen geschaffen werden. Mikrorechner werden heute in der Gruppen-, Einzel- und gegebenenfalls in der Antriebsebene eingesetzt (Tafel 1).
Die Festlegung geeigneter Teilprozesse innerhalb dieser Hierarchie mit entsprechenden Funktionseinheiten in Form von Subsystemen ist eine vorrangige Aufgabe, an der sich Fachleute verschiedener Disziplinen beteiligen müssen. Diese Subsysteme sind bezüglich des Stoff- und Energieflusses voneinander abzugrenzen. Für sie ist ein überschaubares, auf Mikrorechner abgestimmtes Automatisierungskonzept zu entwerfen, und die software- und hardwaremäßigen Bedingungen für die Schnittstellen sind danach auszuarbeiten. Das verlangt ein hohes Maß schöpferischer Arbeit von der Prozeßanalyse bis zur gerätetechnischen Realisierung. Hier treten neue Fragen der Strategie der Entwurfsarbeit, der technisch-ökonomischen Gesamtbewertung auf, die sich noch nicht allgemein beantworten lassen. Es gibt aber verschiedene Ansätze in Form verallgemeinerungsfähiger Lösungen, wie auch z. B. die an der Sektion TK/ET der Technischen Hochschule Magdeburg erarbeitete Konzeption für Positioniersteuerungen, die für Walzenausstellung, Krane, Industrieroboter und Werkzeugmaschinen anwendbar sind.
Die Verfügbarkeit und Zuverlässigkeit der automatisierten Antriebssysteme und die Einbeziehung der Diagnostik im laufenden Betrieb

Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* ist Prorektor und Prof. Dr. sc. techn. *Richard Teßmer* Sektionsdirektor an der Technischen Hochschule Otto von Guericke" Magdeburg. Der Beitrag ist eine Kurzfassung des Übersichtsvortrages der Autoren auf der 5. Fachtagung „Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik" am 10. und 11. April 1984 an der Technischen Hochschule „Otto von Guericke" Magdeburg.

Tafel 1. Automatisierung industrieller Anlagen mit Elektroantrieben

Ebene	Geräte, Maschinen, Anlagen	Funktion Ifo-Verarbeitung Energiewandlung Stoffbeeinflussung	Ifo-Verarbeitung *a* analog/*d* digital (Mikrorechner) Reihenfolge entspricht gegenw. Rang
Prozeßleitebene			
Gruppenleitebene	speicherprogrammierte Steuer- und Regelsysteme	– prozeßspezifische } Steuerung und Regelung	*d a* Führungsgrößenrechnung *d a* Sollwertvorgabe
Einzelleitebene	speicherprogrammierte / verdrahtungsprogrammierte } Steuer- und Regelungssysteme	– antriebsspezifische } Steuerung und Regelung	*a d* Lage, Drehzahl, Beschleunigung *a d* Strom-, Spannungs-Regelung bzw. Begrenzung *d a* arithmetische Verarbeitung *a d* logische Verarbeitung
Antriebsebene	Stromrichter, Umrichter Gleich-, Drehstrommotoren	– leistungselektronische } Energiewandlung – elektromechanische } Energiewandlung	*a d* Ansteuerung *a d* Überwachung *a d* Schutz
Prozeßebene	Walzwerk, Förderanlage Verseilmaschine, Werkzeugmaschine, Industrieroboter	Stoff-verformung -verdichtung -trennung -transport	*a d* Prozeßgrößenerfassung *d a* Prozeßgrößenverarbeitung

kennzeichnen immer mehr die Qualität der Anlagen. Derartige Fragen müssen noch stärker bereits in die Entwurfsarbeit einbezogen werden. Dies gilt gleichermaßen auch für die Bedien- und Servicefreundlichkeit.

Im weiteren geht es bei der Automatisierung industrieller Prozesse unter Einsatz elektrischer Antriebssysteme darum, die Vorlaufsarbeiten zu intensivieren, Subsysteme zu konfigurieren, Konzepte überschaubar auf der Grundlage universell anwendbarer hardware zu entwerfen und einfache Methoden für die Programmierung, Projektierung und Betriebsführung zu entwickeln.

An die elektrischen Antriebe als Funktionseinheiten dieser Subsysteme ergeben sich neue qualitative Anforderungen. Das Zusammenwirken von leistungselektronischem Stellglied, Motor, mechanischem Übertragungsglied mit der Arbeitsmaschine wird im informationsverarbeitenden Sinne enger. Die Qualitätsmerkmale solcher Funktionseinheiten werden von internen und externen Regelungen interessierender Zustandsgrößen, wie Strom, Spannung, Drehmoment, Drehzahl und ihrer Grenzwerte sowie durch Schutzfunktionen und Selbstüberwachung elektrischer, mechanischer und thermischer Größen geprägt. Diese auch als intelligente Stellglieder bezeichneten Funktionseinheiten tragen immer mehr modularen Charakter (Tafel 2). Dabei finden Mikroprozessoren sowohl in Verbindung mit diesen als auch in den Funktionseinheiten Anwendung. Beim Einsatz der Mikrorechner als Führungsgrößenrechner mit den Stellgliedern ergeben sich ideale Bedingungen zur Realisierung optimaler Bewegungsabläufe mit hoher Genauigkeit und Reproduzierbarkeit. Die in den Speichern eingeschriebenen, austauschbaren Programme für beispielsweise Drehwinkel, Drehzahl und Beschleunigung gewährleisten eine prozeßoptimale und flexible Führung der Bewegungsabläufe; sie gestatten insbesondere die Verarbeitung höherer Algorithmen. Damit lassen sich viele technologische Prozesse in Walzwerken, mit Förderanlagen und Industrierobotern nach zeit- bzw. energieoptimalen Kriterien führen.

Die Mikroelektronik dringt auch in die Bereiche der adaptiven Regelung ein. So in jene Prozesse, die nicht vollständig erkannt und beschrieben werden können. Mittels Suchalgorithmen kann damit die Anlage nach vorgegebenen Modellen dynamisch so gefahren werden, daß sich quasioptimale Prozeßverläufe ergeben.

Neue Wege werden auch zur Kompensation des unerwünschten Verhaltens nichtlinearer mechanischer Übertragungsglieder oder anderer Mechanismen erschlossen.

Obwohl geregelte Antriebe im Vergleich zu gesteuerten zahlenmäßig nicht an erster Stelle stehen, schlagen sich viele Fortschritte bei der Entwicklung neuer Bauelemente, elektrischer Maschinen und neuer Automatisierungsgeräte gerade in ihnen deutlich nieder. Sie werden damit für eine Reihe von Industrieanlagen zum allgemeinen Gradmesser des erreichten und verwirklichten Automatisierungsstandes. Der Anteil der geregelten Antriebe entwickelt sich progressiv. Eine Orientierung dazu gibt Bild 1. Auch in den nächsten 10 Jahren behaupten die geregelten Gleichstromantriebe den 1. Platz. Die geregelten Drehstromantriebe entwickeln sich von einer kleinen Ausgangsposition ausgehend mit hohem Gradienten. Insgesamt wächst der prozentuale Anteil der geregelten elektrischen Antriebe gegenüber nichtelektrischen weiter an.

Für geregelte elektrische Antriebe werden heute fast ausnahmslos leistungselektronische Stellglieder verwendet. Immer mehr Aufmerksamkeit erfordern die für Gleichstromantriebe eingesetzten Stromrichter hinsichtlich der auftretenden Blind- und Verzerrungsleistungen im Versorgungsnetz. Bei den Gleichstrommotoren ist es zu einer Selbstverständlichkeit geworden, sie so auszuführen, daß sie für Stromrichterspeisung geeignet sind.

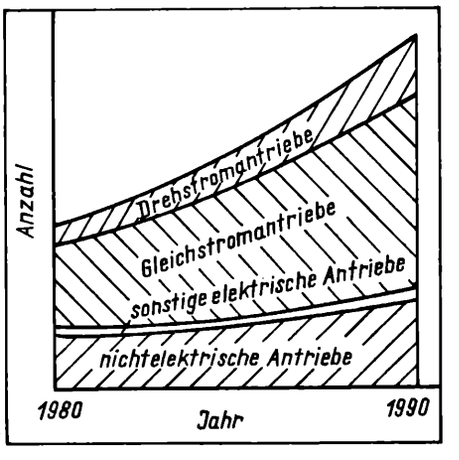


Bild 1. Drehzahlvariable industrieller Antriebe

Tafel 2. Autonome Funktionseinheit „Elektrischer Antrieb"

Leitungselektronik – Grundfunktionen	Schutz- und Diagnosefunktionen
• Spannungswandlung • Stromwandlung • Frequenzwandlung	• elektrisch: max. Spannung, max. Strom, Unsymmetrie, zeitl. Änderung
Motor- Grundfunktion	• thermisch: Bauelementtemp., Wicklungstemp., Lagertemp.
• Energiewandlung El. ⟷ Mech. • M-Ω-Kennlinienfeld	• mechanisch: max. Drehmoment, max. Drehzahl, Schwingungen, Geräusche

Tafel 3. Aufgabenstellungen der Elektroantriebstechnik

Erhöhung der Anpaßfähigkeit an die Einsatzbedingungen und Anforderungen technologischer Prozesse

1 Weitere Dezentralisierung der Antriebssysteme
2. Mikrorechnersteuerung der Einzel- und Mehrmotorenantriebe
3. Optimierung dynamischer Vorgänge, Anlauf- und Bremsphasen
4. Einsatz dezentraler Schutztechnik und Selbstdiagnose

Erhöhung der Energieökonomie und Verringerung der Netzrückwirkungen

5. Verlustarme Schaltungen mit entsprechenden Steuer- und Regelverfahren
6. Netzfreundliche Schaltungen mit entspr. Steuer- und Regelverfahren
7. Einsatz neuer Bauelemente und Geräte. Verbesserung der Schaltungsökonomie

Bei den geregelten Drehstromantrieben können primärseitig ungesteuerte Stromrichter eingesetzt werden, hier sind es mehr Fragen des Sekundärnetzes, die unsere Beachtung verdienen und noch weitere Untersuchungen erfordern. Je nach dem Umrichtertyp und der Art der Steuerung ergeben sich mehr oder weniger große Zusatzverluste in den Motoren; das verfügbare Drehmoment wird dadurch verkleinert und Drehmomentenpulsationen werden begünstigt. Auch hier lassen sich durch Mikrorechnersteuerung die Erscheinungen zumindest in angemessenem Umfange begrenzen.
Die Frage nach der Schaffung umrichterfreundlicher Drehstrommaschinen muß in komplexer Betrachtung von Umrichter und Motor gesehen werden. Dabei zeigt sich, daß teilweise Wechselbeziehungen und gegenläufige Abhängigkeiten, wie bei Frequenz- und Verlustleistung, bestehen. Gegenwärtig kann von den bekannten Umrichtern mit Einschränkungen des Gleichspannungszwischenkreisumrichters mit Pulswechselrichter noch keine Schaltung angegeben werden, die eine klare Überlegenheit aufweist und von der allgemeingültige Anforderungen an die Motoren abgeleitet werden können. Das trifft sowohl für den Betrieb der Umrichter mit Asynchron- wie auch mit Synchronmaschinen zu.
Die Bewertung der Schaltungen für geregelte Gleich- und Drehstromantriebe kann weder auf der Grundlage einseitiger Betrachtung der Motoren noch auf der Betrachtung der leistungs- oder informationselektronischer Stellglieder erfolgen. Allein das Gesamtpotential und die schaltungsabhängigen Qualitätsparameter aller eingesetzten aktiven und passiven Bauelemente sind hier die richtige Vergleichsbasis.
Durch die Weiterentwicklung von Bauelementen mit neuen Qualitätsmerkmalen, wie z.B. GTO-Thyristoren oder Leistungs-MOSFET-Transistoren, ergeben sich, wie auch für mikroelektronische Bauelemente selbst, fließende Grenzen bei der Einschätzung dieser Schaltungen nach technisch-ökonomischen Gesichtspunkten. Global ist die Orientierung zutreffend, daß elektrische Maschinen aus Gründen der Material- und Herstellungskosten eher eine ansteigende, leistungselektronische und mikroelektronische Bauglieder sicher eine fallende Preisentwicklung erwarten lassen.
Eine Sonderstellung in der Antriebstechnik nehmen immer mehr Klein- und Kleinstantriebe ein, die als Stellglieder in der Prozeßautomatisierung und für Konsumgüter weiterhin einen beachtlichen Aufschwung erfahren. Hier bilden sich über die ohnehin viel engeren Verknüpfungen zwischen den meist transistorisierten Stellgliedern und den Motoren mehr und mehr konstruktive Verbindungen zwischen diesen Baugliedern aus.
Die Automatisierungstechnik mit den höheren Anforderungen an die Dynamik der Bauglieder zwingt zu neuen Überlegungen in den Fragen der sicheren Beherrschung der auftretenden Beanspruchungen. Unter dem Blickwinkel berechenbarer Lebensdauer und der Gewährleistung einer hohen Zuverlässigkeit gewinnen Berechnungs- und Dimensionierungsverfahren für die interessierenden elektrischen, thermischen und mechanischen Kennwerte einen höheren Stellenwert.
Die weiteren Aufgaben bei der Automatisierung industrieller Prozesse mit elektrischen Antrieben sind in der Tafel 3 kurzgefaßt dargestellt.

EA 5463

Noch lieferbar

Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen

Von *J. Vogel;* u.a. Berlin: VEB Verlag Technik 1983. 3. bearbeitete Auflage. 404 Seiten, 274 Bilder, 51 Tafeln, 25,50 Mark.
Bestell-Nr. 553 0654

„... Positiv ist, daß dieses Buch ein abgerundetes Ganzes bildet. Es eignet sich ausgezeichnet für das Selbststudium und ist allen zukünftigen Ingenieuren der Industrie zu empfehlen. Ein ausführliches Literaturverzeichnis nach jedem behandelten Kapitel ermöglicht ein weiteres gründliches Studium. ...“

Dipl.-Ing. *A. Vergote,* „Het Ingenieursblad“, Antwerpen

„... heben wir hervor, daß von den Autoren ... eine umfangreiche und wertvolle Arbeit geleistet wurde. Das in der DDR verlegte und qualifiziert geschriebene Lehrbuch ist auch in der UdSSR als Zusatzliteratur für Studenten verschiedener Fachrichtungen von Nutzen. ...“

Prof. Dr. d. techn. Wiss. *V. I. Kljutev,* MEI Moskau

Probleme des Einsatzes von Wärmerohren in Hochspannungs-Asynchronmotoren

H. Biesenack, KDT; R. Neundorf, KDT, Ilmenau

1. Allgemeines

1.1. Problemstellung

Bei der Auslegung von elektrischen Maschinen spielt die Abführung der durch die Verluste entstehenden Wärme eine entscheidende Rolle für die Lebensdauer der Wicklungsisolierung. Besonders kritisch sind die Probleme des inneren Wärmetransportes bei gekapselten, oberflächenbelüfteten Maschinen. Bereits in [1] wurde darauf hingewiesen, daß die Leitfähigkeit des Eisens zu gering ist und durch zusätzliche Maßnahmen die Kühlung verbessert werden muß. Eine Möglichkeit bietet sich hier durch den Einsatz von Wärmerohren an, die in anderen Bereichen schon länger eingesetzt werden, aber im Elektromaschinenbau bisher noch keine so große Rolle spielten. Hier sollen nur einige wichtige Eigenschaften und Vorzüge von Wärmerohren genannt werden, da die theoretischen Grundlagen bereits mehrfach in [2] [3] [4] dargestellt sind. Das Prinzip des Wärmerohres beruht auf der Verdampfung und Kondensation eines flüssigen Wärmeträgers in einem evakuierten, abgeschlossenen System (meist Rohr). Je nach der Art der Rückführung des Kondensates unterscheidet man Kapillarstrukturwärmerohre, Gravitationswärmerohre und Zentrifugalwärmerohre. Mit Hilfe von Wärmerohren ist es also möglich, die Verlustwärme an Stellen in der Maschine zu transportieren, wo sie leicht durch Konvektion abzuführen ist.

1.2. Vorzüge von Wärmerohren

Die folgenden Haupteigenschaften von Wärmerohren ermöglichen ein breites Einsatzspektrum:

— leichte Bauelemente mit sehr hoher Wärmeleitfähigkeit
— große Wärmestromdichten bei kleinen Temperaturdifferenzen zwischen Heiz- und Kühlzone
— Möglichkeit, isotherme Flächen zu schaffen
— lange Lebensdauer
— günstiges Anlaufverhalten.

Dem geforderten Temperaturbereich müssen Wandmaterial und Arbeitsflüssigkeit angepaßt werden, damit es zwischen beiden nicht zu chemischen Reaktionen und damit zur allmählichen Zerstörung des Wärmerohres kommt. Bei elektrischen Maschinen erstreckt sich der Temperaturbereich bis etwa 150 °C, wodurch Isolationsmaterialien der Wärmebeständigkeitsklasse *F* erforderlich sind. Demzufolge kommt als Arbeitsflüssigkeit Wasser und als Wandmaterial der Wärmerohre Kupfer in Frage [4].

2. Einsatzbedingungen von Wärmerohren in elektrischen Hochspannungsmaschinen

2.1. Prinzipielle Einbaumöglichkeiten

In [5] wurden Aussagen über die Einbaumöglichkeiten von Wärmerohren getroffen. Demnach ist es möglich, sowohl im Ständer als auch im Läufer Wärmerohre einzusetzen. Wenn die Wicklungen im Ständer und Läufer aus Massivleitern bestehen, können diese selbst als Wärmerohr hergestellt werden. Bedingung hierfür ist ein gut leitendes Wandmaterial und ein im vorgegebenen Temperaturbereich hinreichende Wärmetransporteigenschaften aufweisender Wärmeträger.
Durch Wärmerohreinbau in die Ständernut, die Wicklungsköpfe sowie in den Ständerücken ist eine indirekte Kühlung der Ständerwicklung möglich. Ähnliche Einbaumöglichkeiten ergeben sich für den Rotor. Unter Beachtung des Schutzgrades kann die Wärmeenergie durch die Wärmerohre direkt an das äußere Kühlmedium

Dr. sc. techn. *Hartmut Biesenack* ist Dozent, Dipl.-Ing. *Roland Neundorf* ist wissenschaftlicher Assistent an der TH Ilmenau, Sektion Elektrotechnik.

oder zunächst an die innere Maschinenluft abgeführt werden. Eine zusätzliche Aktivierung der Läuferkühlung kann durch die Ausbildung der Maschinenwelle als Wärmerohr erreicht werden [1].

2.2. Probleme beim Wärmerohreinbau

Die bisherige Anwendung der Wärmerohrkühlung im Elektromaschinenbau beschränkt sich im wesentlichen auf Versuchsmaschinen kleiner Leistung [1] [5], für oberflächengekühlte Hochspannungs-Asynchronmotoren gibt es z.Z. keine Aussagen in der Literatur. Für den sinnvollen Einbau von Wärmerohren ist es zunächst unumgänglich, die Verlustdichteverteilung zu bestimmen, um die Rohre so nahe wie möglich an die Wärmequellen heranzubringen. Ein entscheidender Faktor ist dabei, ob der Wärmerohreinsatz bereits bei der Auslegung der jeweiligen Maschinen berücksichtigt wird oder ob die Wärmerohre nachträglich eingebaut werden. Mit dieser Entscheidung können von vornherein wesentliche Probleme umgangen werden oder zusätzliche erschwerende Einbaubedingungen entstehen.
Die folgenden konstruktiven Probleme sind zu beachten:

- — Zur Verhinderung thermischer Kurzschlüsse sind die Wärmerohre im Blechpaket isoliert unterzubringen, wodurch eine Verschlechterung des Wärmeübergangs eintritt.
- — Beim Einsatz von Wärmerohren in den Läuferzähnen eines Kurzschlußläufers ist der Kurzschlußring zu durchbrechen.
- — Für die Abgabe der Verlustwärme im Bereich der Kühlzone sind entsprechende Kühlkörper notwendig, die einen guten Wärmeübergang Grundkörper — Rippe gewährleisten.
- — Von entscheidender Bedeutung ist die thermische Kopplung Wärmerohr — Kühlkörper.
- — Der Kühlkörper ist durch die Wärmerohre nicht allein zu halten, er muß zusätzlich abgestützt werden.
- — Beeinflussung der elektromagnetischen Verhältnisse beim nachträglichen Einbau der Wärmerohre
- — Möglichkeit des Einsatzes der Maschinenwelle als Wärmerohr (technologisch, Kosten ...).

Bereits die Aufzählung dieser Probleme zeigt, wie sorgfältig der Wärmerohr-Einsatz geprüft werden muß.

2.3. Möglicher Einbau in Hochspannungsmaschinen

Am Beispiel durchzugsbelüfteter Hochspannungs-Asynchronmaschinen wurde der Wärmerohreinsatz, d.h. die Möglichkeiten eines nachträglichen Einbaues von Wärmerohren geprüft.
Entsprechend dem bekannten konstruktiven Aufbau und der Temperaturverteilung erschien folgende Vorgehensweise angebracht:

1. Auswahl des Einbauortes (Läufer) unter Ausnutzung der vorhandenen Kühlkanäle
2. Bestimmung der Anzahl der Wärmerohre
3. Berechnung der notwendigen Kühlflächen zur Abgabe der Verlustwärme
4. Aussagen hinsichtlich Unterbringungsmöglichkeiten der Kühlkörper
5. Ermittlung des zusätzlichen Materialeinsatzes.

Die Anzahl bestimmt sich aus den jeweils abzutransportierenden Verlusten und der Heizflächenbelastung der Wärmerohre.
Beim Einbau in den Läufer werden sogenannte Zentrifugalwärmerohre verwendet. Aus früheren Untersuchungen [1] wurde eine günstige Füllmenge von 25 bis 30 % des Rohrvolumens ermittelt, woraus folgt, daß nicht die gesamte Wärmerohrmantelfläche ständig benetzt ist und damit zum Wärmetransport beiträgt. Die notwendige Wärmerohranzahl liegt somit für den kritischsten Fall (ruhendes Wärmerohr ungefähr 1/3 der Mantelfläche benetzt) je nach Baugröße zwischen 30 und 70. Dabei ist ein universeller Einsatz der Motoren, d. h. Berücksichtigung der Neigung, verbunden mit der einwandfreien Arbeitsweise der Rohre in beiden Richtungen, vorausgesetzt.
Zur Verbesserung der Wärmeabgabe der Wärmerohre an die Umgebung und zur Realisierung der notwendigen Kühlflächen, die durch die Wärmeübergangsbedingungen im Bereich der Kühlzone bestimmt werden, sind entsprechende Kühlkörper anzubringen. Durch die rotierenden Wärmerohre und zur Einhaltung des geforderten Schutzgrades macht es sich erforderlich, die Kühlkörper im Raum der Stirnverbindungen unterzubringen. Dabei bieten sich hier rotationssymmetrische Gebilde mit Längs- bzw. Scheibenrippen an.
Die Abmessungen der Kühlkörper sind durch den vorhandenen Raum zur Unterbringung begrenzt.

Erste Untersuchungen zeigten, daß für den Abtransport der Wärmeenergie sehr große Kühlflächen notwendig sind. Dabei sind die erforderlichen Kühlflächen durch die unterzubringenden Kühlkörper zwar zu realisieren, aber der Materialeinsatz steigt enorm. Wie bereits erwähnt, kommen als Wandmaterial der Wärmerohre nur Kupfer bzw. Kupfer-Nickel-Legierungen in Frage, da für den Temperaturbereich 100···150 °C Wasser als Wärmeträger fungiert. Ähnliche Untersuchungen sind für oberflächenbelüftete Hochspannungs-Asynchronmotoren durchgeführt worden, indem angenommen wurde, daß Verluste und geometrische Daten mit den vorherigen durchzugsbelüfteten Maschinen annähernd übereinstimmen. Durch die weitaus schlechteren Wärmeübergangsbedingungen im Wicklungskopfraum ergeben sich hier wesentlich größere notwendige Kühlflächen. Die folgende Übersicht soll die Verhältnisse zwischen durchzugsbelüfteten und oberflächengekühlten Maschinen anhand einer 400-kW-Maschine verdeutlichen:

	durchzugsbelüftet	oberflächengekühlt
Anzahl der WR	30	30
notwendige Kühlfläche (für definierte Bedingungen)	1,6 m²	5 m²
erreichbare Kühlfläche	1,4 m² bis 1,8 m²	1,3 m² bis 1,8 m²
zusätzliche Kupfermassen	95 %	95 %

Weitere und umfangreichere Aussagen sind in [6] enthalten. Der Einsatz von Hohlwellen als Wärmerohr erscheint bei diesen Hochspannungsmaschinen (große Leistung) sehr problematisch. Zunächst ist es fraglich, ob es über die großen Eisenleitungsgebiete gelingt, die Wärme bis zur Hohlwelle zu transportieren. Des weiteren wird ein Großteil solcher Maschinen mit zwei Wellenenden ausgeführt, was bei Hohlwelleneinsatz (2 Kühlkörper) eine Maschinenverlängerung bedeuten würde.
Weiterhin sollten hierbei die Probleme der Lagererwärmung und vor allem der Herstellung der Hohlwelle bei derartigen großen Maschinen nicht außer Acht gelassen werden.
An dieser Stelle sei nochmals darauf hingewiesen, daß alle Untersuchungsergebnisse nur Richtwerte sein können, da für experimentelle Versuche zur Wirksamkeit der Wärmerohre ein aus heutiger Sicht bedenklicher Aufwand zu betreiben wäre.

3. Schlußfolgerungen

Im folgenden sollen wesentliche Probleme beim Einsatz von Wärmerohren in Hochspannungs-Asynchronmaschinen anhand der vorangegangenen Aussagen zusammenfassend dargestellt werden.

1. Der Einsatz der Wärmerohre muß bei der Konzipierung und Auslegung der Maschinen berücksichtigt werden. Der nachträgliche Einbau von Wärmerohren in vorhandene Maschinen bringt wegen der auftretenden Probleme oft nicht die erwarteten Effekte.
2. Der hohe, durch die Wärmerohre bedingte zusätzliche Materialeinsatz ist nur dann gerechtfertigt, wenn an anderen Stellen entsprechend Material eingespart werden kann bzw. merkliche Leistungsreserven bei den Maschinen zu erreichen sind.
3. Unter Beachtung der vorangegangenen Aussagen kommt für die Zukunft der möglichen Substitution von Wärmerohr- und Kühlkörpermaterial besondere Bedeutung zu.

Literatur

[1] *Markert, W.:* Einsatz von Wärmerohren zur Kühlung elektrischer Maschinen. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 1, S. 30–33
[2] *Dünn, P. D.; Reav, A. D.:* Heat pipes. Oxford New York, Toronto, Sydney, Paris, Frankfurt, 2. Edition Pergamon Press 1978
[3] *Moritz, K.; Pruschek, R.:* Grenzen des Energietransportes in Wärmerohren. Chem. Ing. Techn. 41 (1969) 1 und 2
[4] *Groll, M.; Veser, D.:* Grundlagen zur Auslegung von WR-Konstruktionen. Maschinenmarkt Würzburg 80 (1974) 61
[5] *Weidemann, B.:* Wärmerohrgekühlter Asynchronmotor mit Stromrichterspeisung als Bahnantrieb. Diss. 1979
[6] *Biesenack, H.; Andrae, U.; Neundorf, R.:* „Kühlsystem für oberflächengekühlte Hochspannungs-Asynchronmotoren". Vortrag auf dem 28. IWK der TH Ilmenau

EA 5418

Unterdrückung mechanischer Schwingungen in elektrischen Antrieben durch gewichtete Drehzahldifferenzaufschaltung

H.-P. Gottschalk, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden

1. Vorbemerkungen

Elektrische Antriebe sind im allgemeinen über elastische und/oder spiel- bzw. losebehaftete Bauglieder (Wellen, Getriebe, Kupplungen) mit der Arbeitsmaschine verbunden.
Bei sprungförmiger Momentenerregung werden mechanische Schwingungen zwischen Motor- und Arbeitsmaschine bzw. innerhalb der Arbeitsmaschine hervorgerufen. Sie bewirken eine erhöhte Beanspruchung mechanischer Bauglieder und vorzeitigen Verschleiß.
Darüber hinaus wird durch die verminderte Stabilität des Regelkreises meist eine drastische Reduzierbarkeit der Kreisverstärkung und somit der Dynamik unumgänglich. In der Literatur werden zur Unterdrückung genannter Schwingungen mechanische Schwingungstilger, Filter für die mechanische Eigenfrequenz, harmonische Führungsgrößenvorgaben und Maßnahmen zur Erhöhung der Dämpfung mechanischer Schwingungen mit elektrischen Mitteln vorgeschlagen. Für Antriebe kleiner Leistung läßt sich letzteres einfach durch den Einbau einer Wirbelstrombremse realisieren [1]. Damit kann auf einfache Weise ein geschwindigkeitsproportionales Dämpfungsmoment an der Lastmasse erzeugt werden. Für Antriebe höherer Leistung ist diese Lösung aus energetischen Gründen nicht annehmbar. Hier bietet sich die Möglichkeit, auf der Grundlage der Erfassung der Differenzdrehzahl zwischen Motor- und Lastwelle ein zusätzliches Dämpfungsmoment ohne Energieverluste zu bilden [2].
Dieses Verfahren, das auch als „gewichtete Drehzahldifferenzaufschaltung (oder $\Delta\omega$-Aufschaltung) auf den Stromsollwert" (GDDA) bezeichnet wird, soll hier näher betrachtet und an einem mikrorechnergeregelten Zweimassenversuchsstand experimentell untersucht werden. Ausgehend von einer minimalen theoretischen Beschreibung des Sachverhaltes werden Einstellvorschriften und Anwendungsgrenzen für mechanische Zweimassensysteme angegeben. Die experimentellen Untersuchungen ergeben weitere Aussagen über die Eignung des Verfahrens, seine sinnvolle Anwendung und die vorteilhafte Realisierung mit einem Mikrorechner K 1520.

2. Prinzip und theoretische Grundlagen

Das Prinzip besteht darin, die Differenzdrehzahl $(n_M - n_L)$, gewichtet durch einen Faktor K_Δ, als Korrekturgröße auf den Stromsollwert aufzuschalten. Dadurch ergibt sich ein der Drehzahldifferenz proportionales und nur durch die kleinen Zeitkonstanten des Stromregelkreises und der Drehzahlmeßglieder verzögert aufgebautes Dämpfungsmoment. Der Signalflußplan im Bild 1 verdeutlicht das Prinzip.
Ein drehzahlgeregelter Gleichstromantrieb mit nahezu ungedämpfter Mechanik (Zweimassensystem) wird durch die Korrekturaufschaltung von $\Delta\omega$ ergänzt.
Zur quantitativen Erfassung der zusätzlichen Dämpfung und zur Abschätzung des Einflusses auf das Regelverhalten ist es zweckmäßig, ausgehend vom normierten Signalflußplan (Bild 1) die Übertragungsfunktion des interessierenden Teils der Regelstrecke zu erstellen:

$$\frac{\Delta\omega(p)}{i_s(p)} = \frac{p\,\dfrac{T_L T_C}{T_L + T_M}}{1 + p\left(T_S + \dfrac{T_L T_C}{T_L + T_M} K_\Delta\right) + p^2 \dfrac{T_M T_L T_C}{T_M + T_L} + p^3 \dfrac{T_M T_L T_C T_S}{T_M + T_L}}. \tag{1}$$

Durch Einführung folgender charakteristischer Kenngrößen

$\gamma = \dfrac{T_L + T_M}{T_M}$ Trägheitsmomentenverhältnis

$T_m = T_L + T_M$ mechanische Zeitkonstante des Gesamtsystems

$T_e = \sqrt{\dfrac{T_M T_L T_C}{T_M + T_L}}$ Eigenzeitkonstante der freien Schwingung zwischen Motor- und Lastmasse

erhält man die handlichere Form

$$\frac{\Delta\omega(p)}{i_s(p)} = \frac{p\,\dfrac{T_e^2}{T_m}\gamma}{1 + p\left(T_S + \gamma K_\Delta \dfrac{T_e^2}{T_m}\right) + p^2 T_e^2 + p^3 T_e^2 T_S}. \tag{2}$$

Für $T_S \ll \dfrac{T_M}{K_\Delta}$ läßt sich ein Vergleich der Dämpfungseigenschaften des Polynoms mit einem Schwingungsglied 2. Ordnung anstellen:

$$\frac{\Delta\omega(p)}{i_s(p)} = \frac{p\,\dfrac{T_e^2}{T_m}\gamma}{(1 + pT_s)(1 + 2D_e T_e p + T_e^2 p^2)} \tag{3}$$

mit

$$D_e = \frac{K_\Delta}{2}\sqrt{\frac{T_L T_C}{T_M(T_L + T_M)}} = \frac{K_\Delta}{2}\frac{T_e}{T_M}. \tag{4}$$

Hieraus wird bereits der dämpfende Einfluß der GDDA auch bei theoretisch ungedämpfter Mechanik deutlich.
Zur Beurteilung der Dämpfungseigenschaften von Polynomen höherer Ordnung (z.B. von Gl. (2) oder den Übertragungsfunktionen des gesamten Regelkreises) wird in [3] das Verfahren nach Vorgabe der Doppelverhältnisse angegeben. Es besagt, daß für ein Polynom der Form

$$G(p) = \frac{\text{Zähler}\,(f, p)}{a_0(f) + a_1(f)p + a_2(f)p^2 + \ldots a_n(f)p^n} \tag{5}$$

die Abstände der charakteristischen Eigenfrequenzen $\omega_0 = \dfrac{a_0}{a_1}$; $\omega_1 = \dfrac{a_1}{a_2}$ ... ein Maß für die Dämpfungseigenschaften des Polynoms sind. Diese Abstände werden als Doppelverhältnisse d bezeichnet und durch die folgende Beziehung beschrieben

$$d_i = \frac{[a_{i-1}(f)]^2}{a_i(f) \cdot a_{i-2}(f)}; \quad i = 2, 3 \ldots n. \tag{6}$$

f freie (Regler-) Parameter des Systems
Im Vergleich zur Dämpfung eines Schwingungsgliedes 2. Ordnung lassen sich folgende Näherungsbeziehungen angeben:

$$\begin{aligned} &\text{für } n = 3 \text{ und } 1 < d < 2{,}5\text{: } D \approx \frac{1}{1{,}4}(d - 1{,}07); \\ &\text{für } n \geqq 4 \text{ und } 1{,}4 > d \leqq 2\text{: } D \approx d - 1{,}4 \\ &\qquad\qquad \text{und } 2 < d \leqq 2{,}5\text{: } D \approx \frac{1}{1{,}4}(d - 1{,}07). \end{aligned} \tag{7}$$

Es ist $d_i \geqq d$ für eine erforderliche Dämpfung zu wählen!
Für die relative Überschwingweite gilt die empirische Beziehung

$$h_{\ddot{u}}(\%) \approx 10^{(4{,}8 - 2d)}. \tag{8}$$

Die Anregelzeit bei Sprunganregung hängt nur wenig vom Doppelverhältnis d ab und läßt sich über

$$t_{an} \approx 2\frac{a_1}{a_0} \tag{9}$$

abschätzen.
Da meist weniger freie Parameter f als Bedingungen (6) vorhanden sind, sollten wenigstens die untersten Ungleichungen von $i = 2$ auf-

Dr.-Ing. *Hans-Peter Gottschalk* ist wissenschaftlicher Assistent an der Sektion Elektrotechnik (Bereich BA) der TU Dresden.

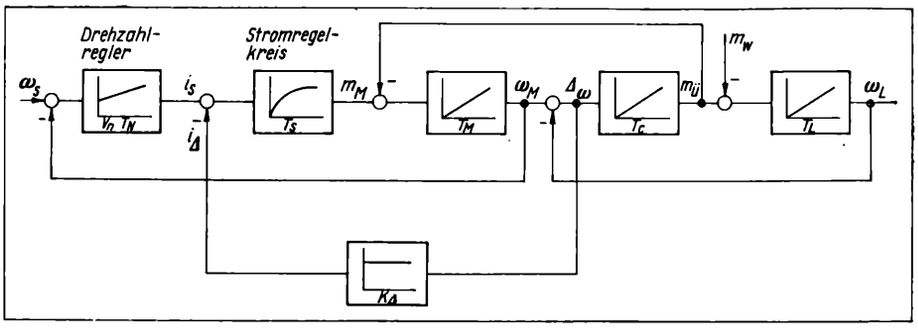


Bild 1. Drehzahlregelung mit gewichteter Drehzahldifferenzaufschaltung zur Schwingungsdämpfung (Prinzip)

wärts erfüllt werden; die oberen sind meist unkritisch. Im folgenden soll nun untersucht werden, wie K_Δ für eine gewünschte mechanische Dämpfung zu wählen ist und welchen Einfluß die GDDA auf das Regelverhalten des Antriebs ausübt.

3. Festlegung der Dämpfung mechanischer Schwingungen

Reale mechanische Anordnungen sind nicht immer als schwachgedämpft und linear im Sinne von Bild 1 anzusehen. Die Bewegungen an Motor- und Lastwelle werden durch nichtlineare Reibungseffekte bedämpft. Weiterhin ist eine innere Dämpfung des Federelements vorhanden, die gemeinsam mit einem möglichen Spiel- oder Loseelement eine Änderung des Systemverhaltens bewirkt. Bild 2 zeigt den für drehzahlgeregelte Gleichstromantriebe mit GDDA und realen mechanischen Übertragungseigenschaften typischen Signalflußplan. Es wird quasikontinuierliche Betrachtungsweise der Regelung vorausgesetzt. Die parasitären Zeitkonstanten der Drehzahlmeßwerterfassung werden dem als Verzögerungsglied 1. Ordnung genäherten Stromregelkreis zugeordnet.
Eine quantitative Einschätzung der Dämpfungs- und Übertragungseigenschaften einer derart komplizierten Anordnung ist sehr aufwendig und auf Grund der Unsicherheit der Parameter (besonders M_{RM}, M_{RL}, $K_{M,L,C}$) äußerst unbestimmt. Deshalb erscheint es für die Praxis sinnvoll, eine grobe Abschätzung für den ungünstigsten ungedämpften Fall mit vernachlässigbarem Spiel vorzunehmen und dann den Fehler durch die ohnehin notwendige Korrektur am realen Antrieb zu kompensieren.
Für die Grobdimensionierung der GDDA kann dementsprechend von der vorn abgeleiteten Gleichung (2) ausgegangen werden.
Die Betrachtung des dynamischen Verhaltens dieses Polynoms liefert die notwendige Aussage über die Dämpfung mechanischer Schwingungen im System als Funktion von K_Δ. Dazu werden für Gleichung (2) die Doppelverhältnisse gebildet:

$$d_{11} = \frac{a_1^2}{a_0 a_2} = \left(K_\Delta \gamma \frac{T_e}{T_m} + \frac{T_s}{T_e}\right)^2 \tag{10}$$

$$d_{12} = \frac{a_2^2}{a_1 a_3} = \frac{T_e/T_s}{K_\Delta \gamma \dfrac{T_e}{T_m} + \dfrac{T_s}{T_e}}.$$

Da meistens $d_{11} \neq d_{12}$ ist und das Dämpfungsverhalten des Polynoms primär interessiert (weniger t_{an}, $h_ü$, t_{aus}), läßt sich (nach [3] 1. Toleranzregel) ein resultierendes Doppelverhältnis d_1 festlegen, das die Dämpfung der mechanischen Schwingungen charakterisiert:

$$d_1 \leqq \sqrt{d_{11}\, d_{12}} = \sqrt{1 + K_\Delta \gamma \frac{T_e^2}{T_m T_s}}. \tag{11}$$

Daraus ergibt sich für ein mittels Gleichung (7) gewähltes Doppelverhältnis d_1 die Einstellvorschrift für K_Δ:

$$K_\Delta \geqq \frac{d_1^2 - 1}{\gamma} \frac{T_m T_s}{T_e^2}. \tag{12}$$

Inwieweit sich die GDDA auf die Dimensionierung des Regelkreises auswirkt, verdeutlichen die beiden folgenden Abschnitte.

4. Regelkreisoptimierung für Regelung der Motordrehzahl

Die Regelung der Motordrehzahl ist aus Stabilitätsgründen die meist angewendete Variante. Zur Beurteilung des Übergangsverhaltens des Antriebs wird jedoch die Lastdrehzahl herangezogen. Bild 3 zeigt den stark vereinfachten Signalflußplan für ein ungedämpftes mechanisches Übertragungssystem. Der Block „$G_M(p)$" beinhaltet die GDDA. Bei Verwendung eines P-Drehzahlreglers erhält man für den geschlossenen Regelkreis:

$$\frac{\omega_M(p)}{\omega_s(p)} = \frac{1 + p^2 \gamma T_e^2}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4} \tag{13}$$

mit

$$a_1 = T_m/V_n$$

$$a_2 = \frac{T_m}{V_n}\left[\frac{T_e^2}{T_m}(\gamma K_\Delta + V_n) + T_s\right]$$

$$a_3 = \frac{T_m}{V_n} T_e^2$$

$$a_4 = \frac{T_m}{V_n} T_e^2 T_s.$$

Das Verhalten der Lastdrehzahl wird durch die Übertragungsfunktion

$$\frac{\omega_L(p)}{\omega_s(p)} = \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4} \tag{14}$$

($a_1 - a_4$ siehe Gl. (13))
beschrieben.

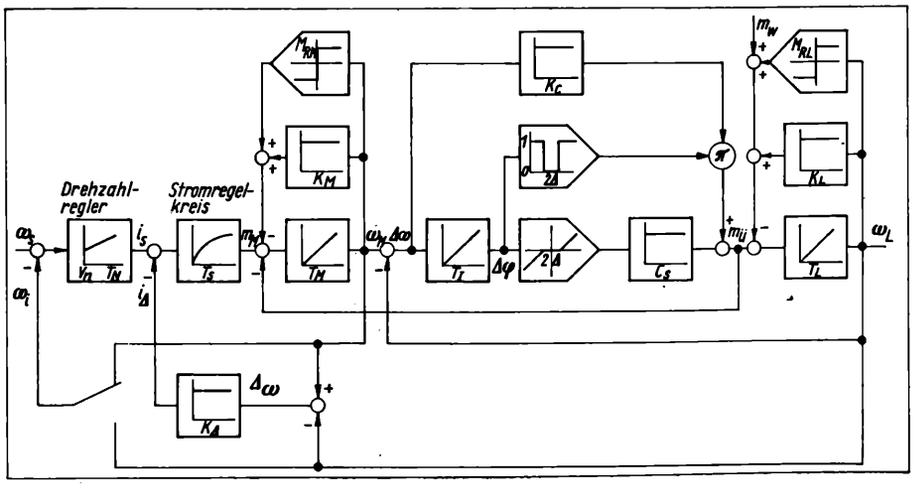


Bild 2. Antrieb mit Drehzahlregelung und GDDA (normierter SFP für quasikontinuierliche Betrachtungsweise)

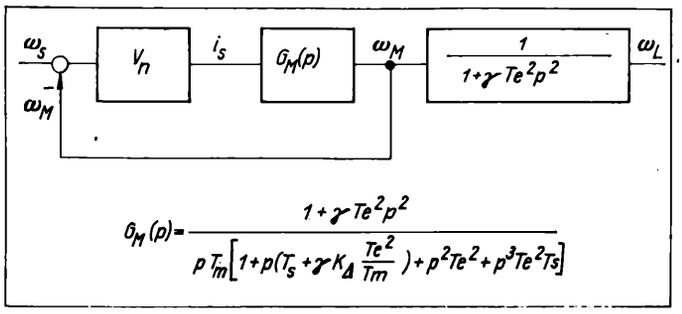


Bild 3. Regelung der Motordrehzahl mit GDDA (K_L, M, $C = 0$)

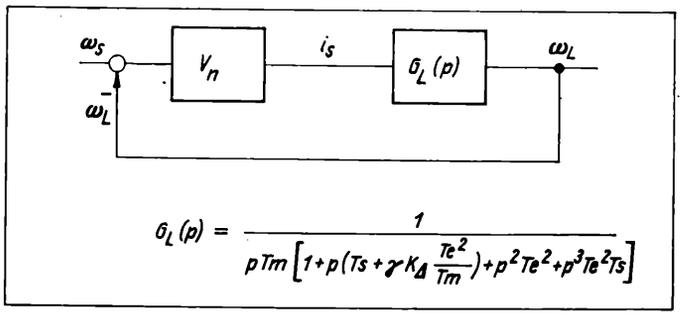


Bild 4. Regelung der Lastdrehzahl mit GDDA (K_L, M, $C = 0$)

Nach Vorgabe der gewünschten Dämpfung des Drehzahlregelkreises lassen sich folgende Bedingungen zur Einhaltung des daraus resultierenden Doppelverhältnisses d_2 (mit Gleichung (7)) ermitteln:

$$V_n \leqq p + \sqrt{p^2 + q} \quad \text{mit}$$

$$p = -\frac{1}{2}\left(\frac{T_m T_s}{\gamma T_e^2} + K_\Delta\right); q = \frac{T_m^2}{d_2 \gamma T_e^2}$$

$$V_n \geqq \frac{T_m}{\gamma T_e}\left(\sqrt{d_2} - \frac{T_s}{T_e}\right) - K_\Delta \tag{15}$$

$$V_n \leqq \frac{T_m}{\gamma T_e}\left(\frac{T_e}{d_2 T_s} - \frac{T_s}{T_e}\right) - K_\Delta .$$

Aus der Berechnung mit realen Zahlenwerten wird ersichtlich, daß bei zunehmender angestrebter mechanischer Dämpfung (wachsendes K_Δ) die Verstärkung des Reglers reduziert werden muß, um die gleiche Dämpfung des Übergangsvorganges zu gewährleisten. Eine erhöhte mechanische Dämpfung wird also durch einen Verlust an Dynamik erkauft, so daß ein sinnvoller Kompromiß anzustreben ist. Bei Verwendung eines PI-Drehzahlreglers ist für dominierendes Störverhalten $T_N \approx 2\, T_m/V_n$ bzw. für Führungsverhalten $T_N \approx T_m$ zu bemessen.

5. Regelkreisoptimierung für Regelung der Lastdrehzahl

Die Regelung der Lastdrehzahl wird üblicherweise wegen der verschlechteren Stabilität bzw. einer erhöhten Beanspruchung der motorseitigen Mechanik kaum angewendet. Trotzdem soll interessehalber untersucht werden, wie sich die GDDA für diesen Fall auf Dynamik und Dämpfung der Regelung auswirkt.
Ausgehend vom vereinfachten Signalflußplan im Bild 4 läßt sich wiederum die für die Anwendung der Doppelverhältnisse notwendige Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises ermitteln:

$$\frac{\omega_L(p)}{\omega_s(p)} = \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4} \tag{16}$$

mit:

$$a_1 = T_m/V_n$$

$$a_2 = \frac{T_m}{V_n}\left(\gamma K_\Delta \frac{T_e^2}{T_m} + T_s\right)$$

$$a_3 = \frac{T_m}{V_n} T_e^2 T_s .$$

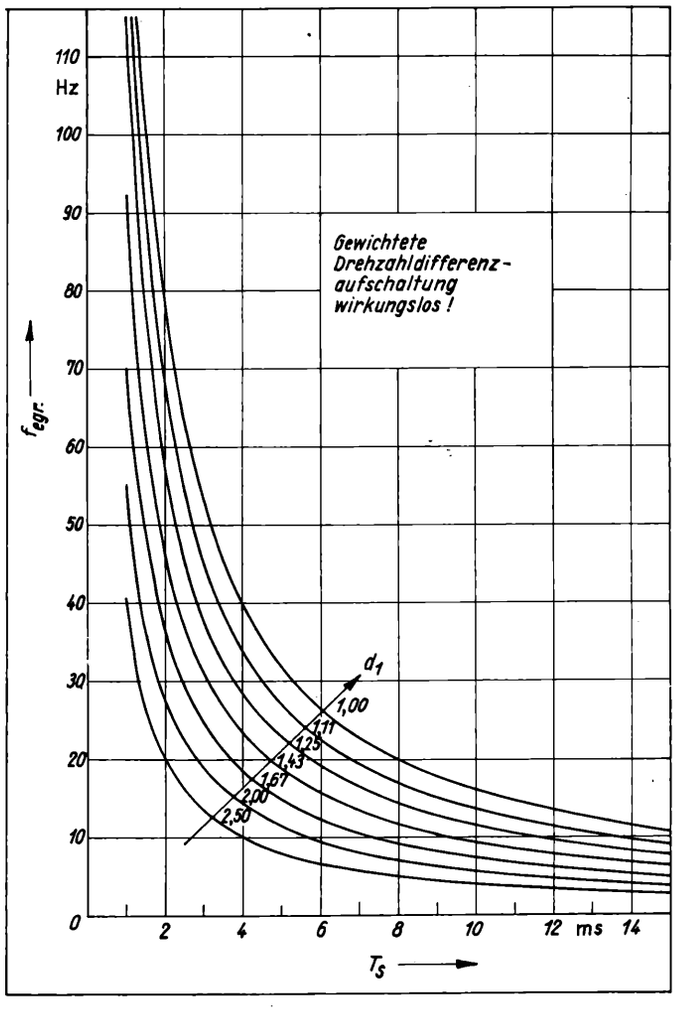


Bild 5. Anwendungsgrenzen der GDDA $f_{egrenz} = f(T_s, d_1)$

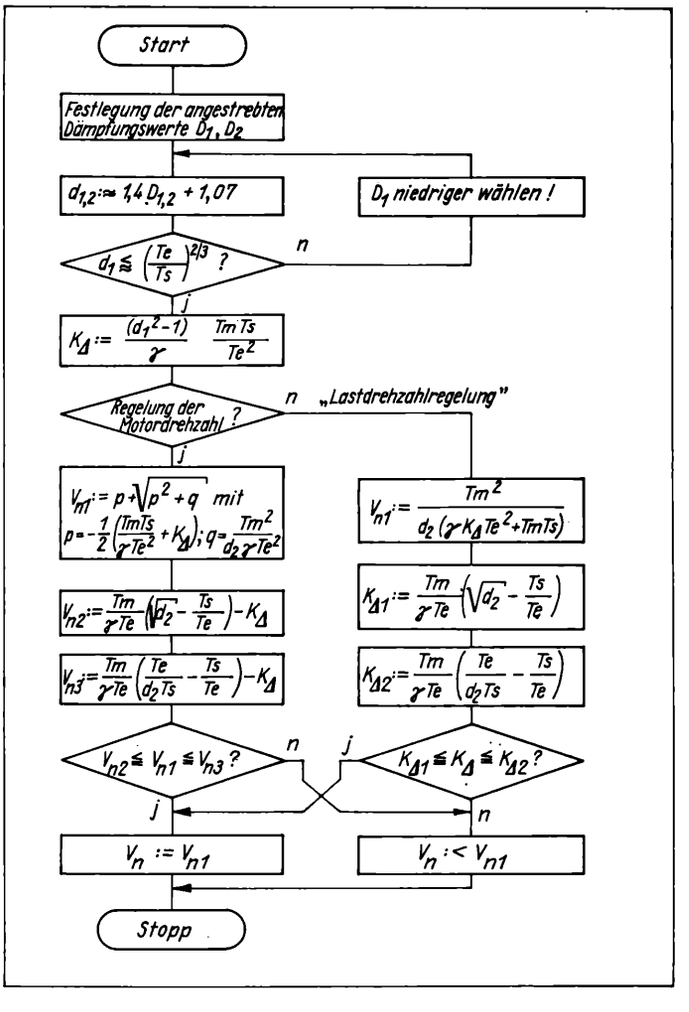


Bild 6. Programmablaufplan – Reglerdimensionierung mit GDDA

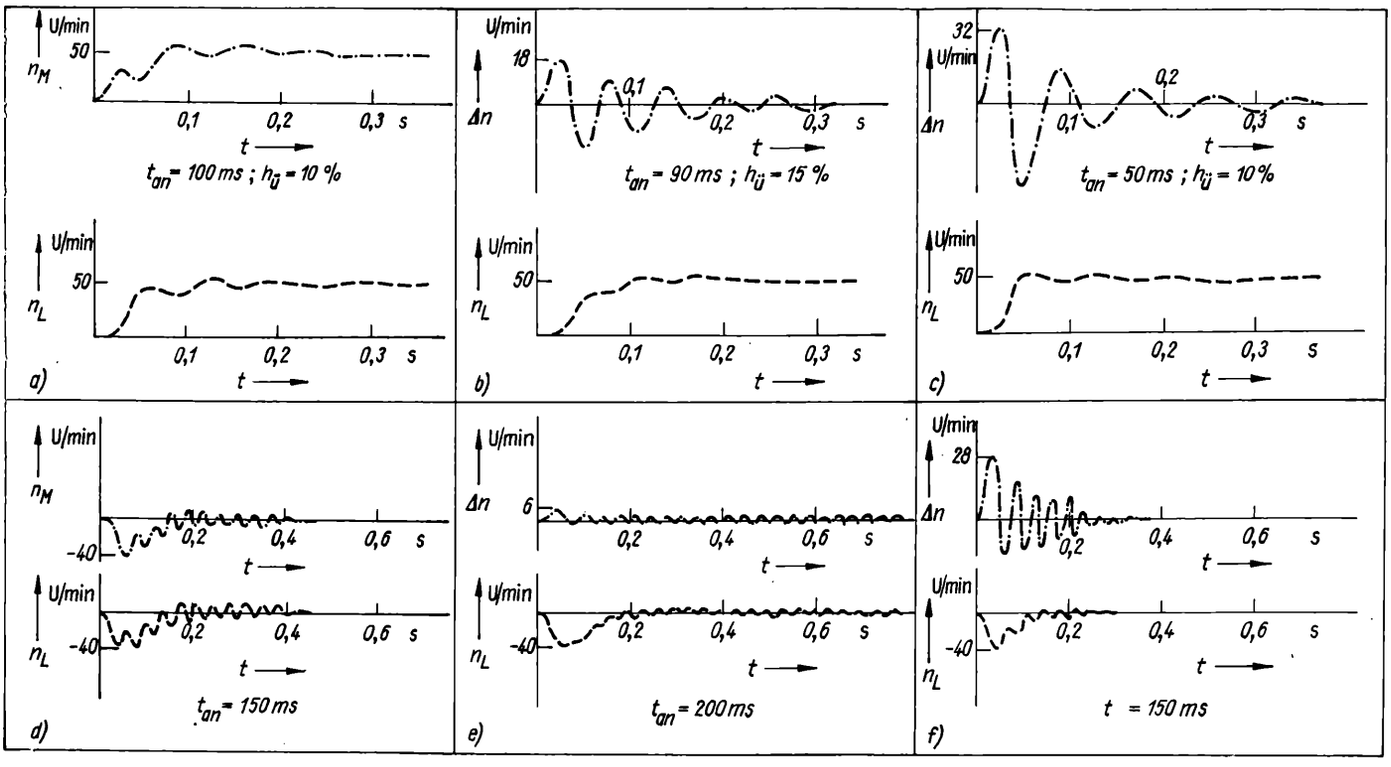


Bild 7. Gleichstromantrieb mit Mikrorechner-Regler und GDDA
(T_m = 0,207 s, T_e = 0,013 s, T_s = 0,009 s, γ = 1,8)
a) Sollwertsprung um 50 U/min; n_M-Regelung; Vergleichskurve
(K_Δ = 0, V_n = 4,77, T_N = 0,207 s)
b) Sollwertsprung um 50 U/min; n_M-Regelung; D_1 = 0,15; D_2 = 0,8
(K_Δ = 4, V_n = 4, T_N = 0,207 s)
c) Sollwertsprung um 50 U/min; n_L-Regelung; D_1 = 0,15; D_2 = 0,6
(K_Δ = 4, V_n = 7,5, T_N = 0,207 s)
d) Lastsprung um 20 Nm; n_M-Regelung; Vergleichskurve
(K_Δ = 0; V_n = 4,77; T_N = 0,043 s)
e) Lastsprung um 20 Nm; n_M-Regelung; D_1 = 0,15; D_2 = 0,8
(K_Δ = 1; V_n = 4; T_N = 0,043 s)
f) Lastsprung um 20 Nm; n_L-Regelung; D_1 = 0,15; D_2 = 0,6
(K_Δ = 4; V_n = 7,5; T_N = 0,043 s)

Für ein angestrebtes Doppelverhältnis d_2 ergeben sich folgende Ungleichungen:

$$V_n \leqq \frac{T_m^2}{d_2\,(\gamma\,K_\Delta\,T_e^2 + T_s\,T_m)}$$

$$K_\Delta \geqq \frac{T_m}{\gamma\,T_e}\left(\sqrt{d_2} - \frac{T_s}{T_e}\right) \qquad (17)$$

$$K_\Delta \leqq \frac{T_m}{\gamma\,T_e}\left(\frac{T_e}{d_2\,T_s} - \frac{T_s}{T_e}\right).$$

Aus der Ungleichung für V_n geht hervor, daß auch hier eine erhöhte mechanische Dämpfung durch K_Δ zu Lasten der Regelkreisdynamik geht.
Bei Verwendung eines PI-Drehzahlreglers ist die Nachstellzeit analog Abschn. 4. zu wählen.
Konkrete Aussagen über die Eignung und Qualität der GDDA bei Lastdrehzahlregelung im Vergleich zur Regelung der Motordrehzahl erfordern experimentelle Untersuchungen und sind unter Abschn. 7. zu finden.

6. Anwendungsgrenzen

Wie bereits erwähnt, wird das dämpfende Moment in Abhängigkeit von der Restzeitkonstante des Stromregelkreises und den Verzögerungszeitkonstanten der Drehzahlmeßglieder (durch $T_s \approx T_{SRK} + T_{DMG}$ zusammengefaßt!) verzögert aufgebaut. Man wird also annehmen können, daß sich bei gegebenen kleinen Zeitkonstanten des elektrischen Teils niedrige Eigenfrequenzen der Mechanik besser bedämpfen lassen als hohe. Zur Formulierung einer Grenzbedingung geht man von den Gleichungen (10) aus:

$$\left(\gamma\,K_\Delta\,\frac{T_e}{T_m} + \frac{T_s}{T_e}\right) = \sqrt{d_{11}}$$

$$\left(\gamma\,K_\Delta\,\frac{T_e}{T_m} + \frac{T_s}{T_e}\right) = \frac{T_e}{T_s\,d_{12}}. \qquad (10)$$

Aus der Gleichheit der Ausdrücke ergibt sich

$$T_e = T_s\,d_{12}\sqrt{d_{11}}. \qquad (18)$$

Für $d_{11} = d_{12} \geqq d_1$ läßt sich folgende Grenzbedingung formulieren:

$$T_e \geqq T_s\,d_1^{3/2} \text{ bzw. } f_e \leqq (2\pi\,T_s\,d_1^{3/2})^{-1}. \qquad (19)$$

Hieraus wird einerseits deutlich, daß hohe mechanische Eigenfrequenzen schlechter bedämpfbar sind als tiefe und andererseits erhöhte kleine Zeitkonstanten des elektrischen Teils (z. B. durch große Abtastzeiten einer digitalen Regelung mit mittelwertbildender Drehzahlerfassung) den Anwendungsbereich weiter einschränken. Ist die „natürliche" Dämpfung im mechanischen Übertragungssystem nicht vernachlässigbar, kann der zusätzliche Dämpfungsteil (durch K_Δ) möglicherweise reduziert und die Grenzfrequenz nach oben verschoben werden.
Die berechnete Grenzbedingung stellt also wiederum den ungünstigsten Fall dar. Mit den in Bild 5 dargestellten Grenzkurven läßt sich schnell für einen vorgegebenen Wert T_s abschätzen, welche mechanischen Eigenfrequenzen nach welchem Doppelverhältnis bedämpft werden können. Die ungefähre mechanische Dämpfung D_e läßt sich mit Gleichung (4) und die Dämpfung der $\Delta\omega$-Schleife mit Gleichung (7) ermitteln.

7. Dimensionierungshinweise und experimentelle Ergebnisse

Die Dimensionierung von Drehzahlregelkreisen kann nach unterschiedlichen Kriterien erfolgen. Zum Beispiel kann die Regeldynamik gegenüber der mechanischen Beanspruchung im Vordergrund stehen oder umgekehrt. Ist eine optimale Dynamik des Regelkreises wünschenswert, so geht man von der minimal notwendigen mechanischen Dämpfung D_1 aus (Dabei ist unter optimal das in bezug auf die gegebene Regelkreisstruktur bestmögliche Verhalten zu verstehen!). Mit dem aus D_1 ermittelten Doppelverhältnis d_1 wird anschließend geprüft, ob für die mechanische Eigenfrequenz die Dämpfung realisierbar ist. Ist das nicht der Fall, ist D_1 niedriger festzulegen. Bei erfüllter Grenzbedingung kann aus d_1 der Wichtungsfaktor K_Δ bestimmt werden. Nach der Wahl der Regelgröße (n_M- oder n_L-Regelung; siehe auch Abschn. 8.) werden für ein festgelegtes Doppelverhältnis $d_2 \geqq 2$ ($D_{DRK} \geqq 0{,}7$) die drei Bedingungen nach den Gleichungen (15) bzw. (17) berechnet. Sind alle Ungleichungen mit V_{n1} erfüllbar, kann dieser Wert als Reglereinstellwert verwendet werden. Andernfalls ist, ausgehend von diesem Wert, die Verstärkung zu reduzieren, bis das gewünschte Übergangsverhalten erreicht ist.
Bei der Dimensionierung nach optimaler mechanischer Dämpfung wird das maximale Doppelverhältnis d_1 aus der Grenzbeziehung ermittelt. Daraus läßt sich der Maximalwert der Dämpfung D_1 be-

stimmen und mit K_A, siehe oben, realisieren. Den detaillierten Berechnungsablauf für Vorgabe von D_1 und D_2 verdeutlicht Bild 6.
Erste Versuche an einem Zweimassenversuchsstand mit Mikrorechnerregler lassen folgende Schlußfolgerungen zu:

— Für ein gegebenes Trägheitsmomentenverhältnis $\gamma \approx 2$ ($T_L \approx T_M$) ergibt sich bei gleicher angestrebter mechanischer Dämpfung für die Regelung der Lastdrehzahl eine höhere Reglerverstärkung als bei Motordrehzahlregelung.
— Die Oszillogramme (Bild 7) bestätigen die bessere Dynamik der Lastdrehzahlregelung mit GDDA gegenüber der Regelung der Motordrehzahl mit GDDA bzw. ohne GDDA.
— Ohne die zusätzliche Dämpfungserhöhung ist der Lastdrehzahlregelkreis bei dieser Reglerverstärkung bereits instabil.
— Ein stabiles, durch entsprechend erhöhten I-Anteil des Reglers auch dynamisch befriedigendes Störverhalten, wird durch die GDDA erst möglich.
— Die Dynamik des Systems mit Regelung der Motordrehzahl wird durch die GDDA weiter verschlechtert.
— Für das vorliegende Trägheitsmomentenverhältnis $\gamma \approx 2$ ist aus obigen Gründen die Regelung der Lastdrehzahl zu bevorzugen.
— Probleme bei der Erfassung der relativ kleinen Größe „Differenzdrehzahl" treten im Gegensatz zur Realisierung in Analogtechnik (Welligkeit und Rauschen des Meßsignals) nicht auf, sofern die mechanische Eigenfrequenz wesentlich unter der Abtastfrequenz der digitalen Regelung liegt.
— Dauerschwingungen, die von Spiel oder Lose im Übertragungssystem herrühren, sind durch die GDDA ebenfalls bedämpfbar.

8. Zusammenfassung

Als ein geeignetes Mittel zur Erhöhung der Dämpfung von Schwingungen im mechanischen Übertragungssystem von Antrieben hat sich die GDDA auf den Stromsollwert bewährt. Sie erfordert hardwaremäßig lediglich einen zweiten Drehzahlaufnehmer und bedeutet bei digitaler Realisierung mit einem Mikrorechner mit einem etwa 50 Byte-Programm und etwa 300 µs Rechenzeit nur einen geringen Mehraufwand.
Für schwachgedämpfte Zweimassensysteme lassen sich mittels des Verfahrens der Doppelverhältnisse übersichtliche und praktikable Einstellvorschriften und Anwendungsgrenzen angeben.
Im allgemeinen bedingt die Aufschaltung der Differenzdrehzahl allerdings eine Reduzierung der Reglerverstärkung und somit eine Verschlechterung der Regeldynamik. Das heißt, es muß ein zweckmäßiger Kompromiß zwischen Schnelligkeit der Regelung und mechanischer Dämpfung eingegangen werden.
Für $T_M \approx T_L$ führt die Regelung der Lastdrehzahl mit GDDA zu erheblich besserem dynamischem Verhalten bei guter mechanischer Dämpfung im Vergleich zur Motordrehzahlregelung bzw. zur Regelung ohne GDDA.
Für erheblich abweichende Trägheitsmomente zwischen Motor- und Lastseite ist die Regelung der Lastdrehzahl aufgrund stark anwachsender mechanischer Beanspruchungen bzw. aus Stabilitätsgründen nicht mehr zu empfehlen, zumal dann die dämpfende Wirkung der Motordrehzahlregelung mit GDDA zunimmt.
Durch den Einsatz der Mikrorechentechnik wird eine problemlose Realisierung und Inbetriebnahme der GDDA bei hoher Genauigkeit und Reproduzierbarkeit der digitalen Regelung gewährleistet.

Literatur

[1] *Schönfeld, R.:* Steuerung von Bewegungsvorgängen mit elektrischen Antrieben. ELEKTRIE, Berlin 34 (1980) 11, S. 573 – 576
[2] *Terechov, V. M.:* O točnosti silovych sledjascich elektroprivodov postojanogo toka. Elektrotechnika (1974) 10, S. 41 – 45
[3] *Naslin, P.:* Dynamik linearer und nichtlinearer Systeme. München, Wien: R. Oldenburg Verlag 1968, S. 293 – 323

EA 5356

Experimentell-analytische Bestimmung der Abschnittskennlinien von Synchronmaschinen

H. Mrugowsky, KDT, Wismar

Verwendete Formelzeichen

i	Strom
l	Induktivität
r	ohmscher Widerstand
u	Spannung
φ	Phasenwinkel zwischen u_a und i_a
ψ	Flußverkettung
ω	Winkelgeschwindigkeit
Indizes	
a	Ankerkreis
d	Längsachse
F	Erregerwicklung (gesamt)
f	Erregerkreis-Anteil
h	Hauptfeld
L	Luftspalt
p	Pol
q	Querachse
x	Last
0	Leerlauf
σ	Streuanteil

Alle Größen sind in üblicher Weise auf die Nennwerte bezogen, Läufergrößen außerdem auf den Ständer (Anker) umgerechnet. Mit * sind Werte der Leerlaufkennlinie kenntlich gemacht.

Für die Simulation des Betriebsverhaltens einer konkreten Drehstrom-Synchronmaschine werden neben den Maschinenparametern (Widerstände, Reaktanzen, Übersetzungsverhältnis Ständer-Läufer) zur Charakterisierung der magnetischen Eigenschaften die Abschnittskennlinien der magnetischen Kreise benötigt. Diese Kennlinien lassen sich aus der leicht aufnehmbaren Leerlaufkennlinie unter Verwendung zusätzlicher Meßpunkte bestimmen.

1. Grundlagen

1.1. Erregerstrom-Berechnung bei Verwendung der Abschnittskennlinien

Betrachtet wird ein dreiphasig-symmetrisch ohmsch-induktiv belasteter Drehstrom-Synchrongenerator mit Schenkelpolläufer. Unter Berücksichtigung der üblichen Annahmen und Voraussetzungen erhält man dann [1] zu einem Lastpunkt P_x mit den Lastparametern

$$r_x = \frac{\hat{u}_{ax}}{\hat{i}_{ax}} (\cos \varphi_{ax} - \pi) \tag{1}$$

$$l_x = \frac{\hat{u}_{ax}}{\omega_x \hat{i}_{ax}} (\sin \varphi_{ax} - \pi) \tag{2}$$

sowie

$$r_{ax} = r_a + r_x,\ l_{ax} = l_{a\sigma} + l_x,\ l_{qx} = l_q + l_x \tag{3}$$

aus den achsenbezogenen Spannungsgleichungen den Längsachsenstrom

$$i_{dx} = \frac{-\hat{i}_{ax}}{\sqrt{1 + \left(\frac{r_{ax}}{\omega_x l_{qx}}\right)^2}} \tag{4}$$

und die Hauptflußverkettung der Längsachse

$$\psi_{hdx} = -i_{dx}\left[l_{ax} + \left(\frac{r_{ax}}{\omega_x l_{qx}}\right)^2 l_{qx}\right]. \tag{5}$$

Der für P_x erforderliche Erregerstrom ergibt sich zu

$$i_{Fdx} = i_{hdx} - i_{dx} + i_{pdx} \tag{6}$$

Dr.-Ing. *Hartmut Mrugowsky* ist Hochschuldozent an der Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik der Ingenieurhochschule Wismar.

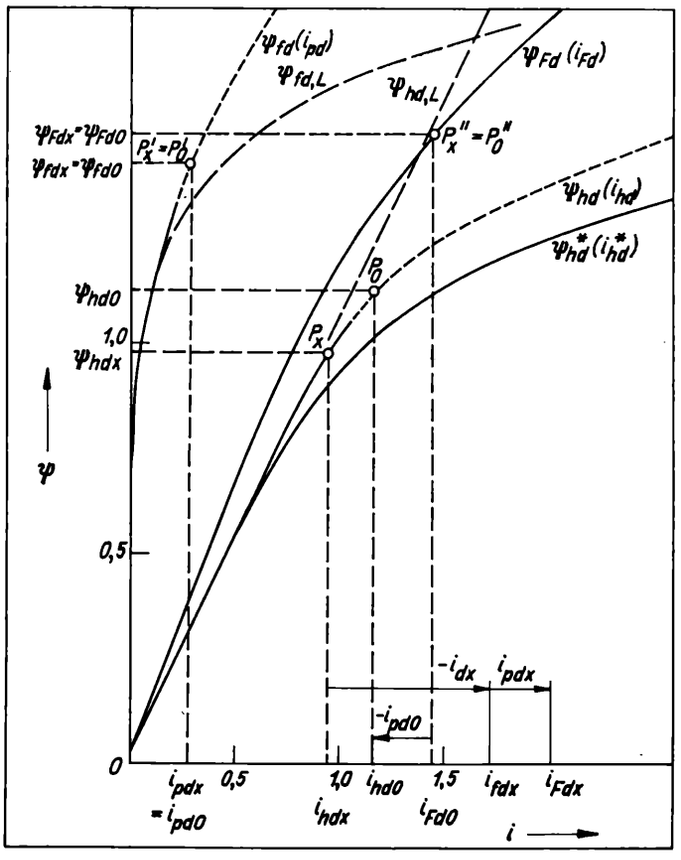


Bild 1. Ermittlung eines ψ_{fd}- und eines ψ_{hd}-Kennlinienpunktes (Leerlaufpunkt P_0) zu einem Lastpunkt P_x mit P_x (i_{dx}, ψ_{hdx}, i_{Fdx})

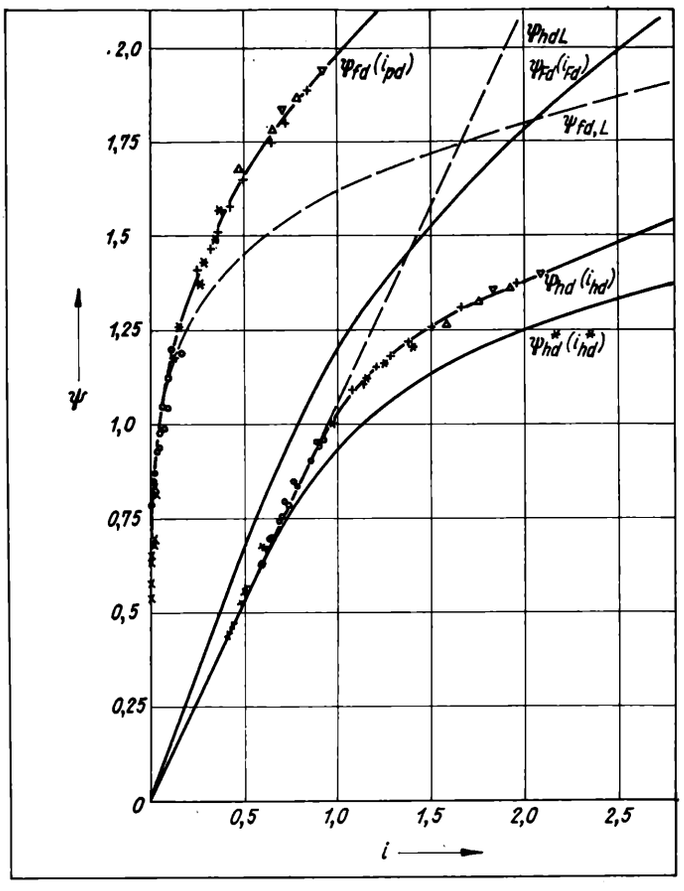


Bild 2. Abschnittskennlinien einer 5-kVA-Schenkelpolmaschine, ermittelt aus der Leerlaufkennlinie

mit i_{dx} nach Gl. (4), i_{hdx} aus der Magnetisierungskennlinie $\psi_{hd} = \psi_{hd}(i_{hd})$ des Abschnittes Luftspalt-Anker-Luftspalt für $\psi_{hd}(i_{hdx}) = \psi_{hdx}$ nach Gl. (5) sowie i_{pdx} aus der Magnetisierungskennlinie $\psi_{fd} = \psi_{fd}(i_{pd})$ des Abschnittes Pol-Joch-Pol für $\psi_{fd}(i_{pdx}) = \psi_{fdx}$ mit

$$\psi_{fdx} = \psi_{hdx} + l_{fd\sigma}(i_{hdx} - i_{dx}). \tag{7}$$

1.2. Erregerstrom-Berechnung bei Verwendung der Leerlaufkennlinie

Wird demgegenüber zur Charakterisierung der magnetischen Verhältnisse in der Längsachse lediglich die bei ω_0 aufgenommene Leerlaufkennlinie in der Form

$$\psi_{hd}^*(i_{hd}^* = i_{Fd0}) = \hat{u}_{a0}(i_{Fd0})/\omega_0 \tag{8}$$

verwendet, erhält man mit i_{hdx}^* aus $\psi_{hd}^* = \psi_{hd}^*(i_{hd})$ für $\psi_{hd}^*(i_{hdx}^*) = \psi_{hdx}$ nach Gl. (5) sowie mit i_{dx} nach Gl. (4) hier

$$i_{Fdx} = i_{hdx}^* - i_{dx}. \tag{9}$$

Bei gleicher Hauptflußverkettung ψ_{hdx} stimmt der nach Gl. (9) ermittelte Erregerstrom nur für Leerlauf-Lastpunkte mit dem nach Gl. (6) errechneten Wert überein; für Lastpunkte mit $i_{dx} < 0$ jedoch liefert Gl. (9) zu kleine Erregerstromwerte, weil der gegenüber Leerlauf dann erhöhte magnetische Spannungsabfall im Längsachsenabschnitt Pol-Joch-Pol mit der Leerlaufkennlinie keine Berücksichtigung findet. Dieser Erregerstrom-Defekt läßt sich nun ausnutzen zur näherungsweisen Bestimmung der Abschnittskennlinien.

2. Grundgedanke des Verfahrens

Bezeichnen i_{Fdx}, $\hat{u}_{ax}$, i_{ax}, cos φ_{ax} und ω_x die experimentell ermittelten Daten eines Lastpunktes P_x mit geringer magnetischer Aussteuerung der Maschine, so erhält man dafür nach Gl. (1) bis Gl. (5) i_{dx} und ψ_{hdx} sowie als gesamte Flußverkettung der Erregerwicklung

$$\psi_{Fdx} = \psi_{hdx} + l_{fd\sigma} i_{Fdx}. \tag{10}$$

Aus einem angenommenen Anfangsverlauf der gesuchten ψ_{hd}-Kennlinie kann dann i_{hdx} für $\psi_{hd}(i_{hdx}) = \psi_{hdx}$ entnommen werden, und es folgt

$$i_{pdx} = i_{Fdx} + i_{dx} - i_{hdx} \tag{11}$$

und

$$\psi_{fdx} = \psi_{Fdx} - l_{fd\sigma} i_{pdx}. \tag{12}$$

Unter der Voraussetzung, daß die Abschnittskennlinien die magnetischen Verhältnisse in der Längsachse der Maschine unabhängig vom Belastungszustand charakterisieren, wird diesem $i_{pdx} - \psi_{fdx}$-Wertepaar der gesuchten ψ_{fd}-Kennlinie ein Leerlaufpunkt P_0 zugeordnet mit

$$i_{pd0} = i_{pdx} \tag{13}$$

$$\psi_{fd0} = \psi_{fdx} \tag{14}$$

$$i_{hd0} = i_{Fd0} - i_{pd0} \tag{15}$$

und

$$\psi_{hd0} = \psi_{Fd0} - l_{fd\sigma} i_{Fd0}. \tag{16}$$

Der zu P_0 gehörende Erregerstrom i_{Fd0} läßt sich aus der unter Verwendung der Leerlaufkennlinie leicht als Hilfskennlinie darstellbaren Beziehung

$$\psi_{Fd}(i_{Fd0}) = \psi_{hd}^*(i_{Fd0}) + l_{fd\sigma} i_{Fd0} \tag{17}$$

unter Beachtung von

$$\psi_{Fd0} = \psi_{Fd}(i_{Fd0}) = \psi_{Fdx} \tag{18}$$

entnehmen. Für den so ermittelten Leerlaufpunkt P_0 gilt bei $i_{dx} < 0$ entsprechend Bild 1 jedoch $\psi_{hd0} > \psi_{hdx}$, so daß diese Vorgehensweise nicht nur die Berechnung von $i_{pd} - \psi_{fd}$-Wertepaaren, sondern bei Verwendung geeigneter Lastpunkte P_x auch eine sukzessive Extrapolation der ψ_{hd}-Kennlinie erlaubt.

3. ψ_{hd}-Anfangsverlauf und Grenzkennlinien

Zur Bestimmung von i_{hdx} wird bereits der zu ψ_{hdx} gehörende Teil der gesuchten ψ_{hd}-Kennlinie benötigt. Da dieser ψ_{hd}-Kennlinienteil anfangs jedoch noch nicht zur Verfügung steht, wird, falls keine zusätzlichen Informationen für die begründete Annahme eines anders gearteten ψ_{hd}-Anfangsverlaufes vorliegen, als Näherung bei

niederer magnetischer Aussteuerung der ungesättigt-lineare Teil der Leerlaufkennlinie verwendet. Durch diese Zuordnung des ungesättigten magnetischen Widerstandes des Abschnittes Pol-Joch-Pol zum Abschnitt Luftspalt-Anker-Luftspalt verlaufen dann die so bestimmbaren ψ_{hd}- und ψ_{fd}-Teilkennlinien geringfügig flacher bzw. steiler als die wahren Abschnittskennlinien.
Bereits vor der eigentlichen Kennlinienermittlung läßt sich der Bereich, in dem die gesuchten Teilkennlinien verlaufen müssen, deutlich eingrenzen. Verzichtet man nämlich auf eine explizite Berücksichtigung des magnetischen Widerstandes für den Abschnitt Pol-Joch-Pol, so fällt $\psi_{hd}(i_{hd})$, mit der Leerlaufkennlinie $\psi_{hd}^*(i_{hd}^*)$ und $\psi_{fd}(i_{pd})$ mit der Ordinatenachse $i_{pd} = 0$ zusammen. Demgegenüber erhält man für $\psi_{hd}(i_{hd})$ die Luftspaltgerade ψ_{hdL} des ψ_{hd}-Anfangsverlaufes und für $\psi_{fd}(i_{pd})$ eine Kennlinie $\psi_{fd,L}(i_{pd})$ nach der Beziehung

$$\psi_{fd,L}(i_{pd}) = \psi_{hdL}(i_{hd}) + l_{fd\sigma}\, i_{hd} \tag{19}$$

mit

$$i_{pd} = i_{hd}^* - i_{hd} \tag{20}$$

und i_{hd}^* aus der Leerlaufkennlinie für $\psi_{hd}^*(i_{hd}^*) = \psi_{hdL}(i_{hd})$ zu vorgewählten i_{hd}-Werten, wenn Sättigungserscheinungen lediglich im Abschnitt Pol-Joch-Pol auftreten. Für den allgemeinen Fall sind die gesuchten Abschnittskennlinien dann zwischen diesen Grenzkennlinien zu erwarten (Bild 1).

4. Wahl der Lastpunkte P_x

Für eine zielgerichtete Anwendung des Verfahrens sind die Lastpunkte P_x so zu wählen, daß einerseits in der Querachse der Maschine keine Sättigungserscheinungen auftreten und andererseits insbesondere der zur Bestimmung der nichtlinearen ψ_{hd}- und ψ_{fd}-Kennlinienbereiche geeignete nichtlineare Teile der Leerlaufkennlinie erfaßt wird. Deshalb werden vorzugsweise rein induktive Lastpunkte ($\cos\varphi_{ax} = 0$, übererregt) eingestellt, für die außerdem die ψ_{hdx}-Werte vom linear anzunähernden ungesättigten Teil der Leerlaufkennlinie ($\psi_{hdx,\min}$ etwa 0,5 für normal ausgelegte Synchronmaschinen bei $\omega_x = 1{,}0$) bis in den linear anzunähernden gesättigten Bereich hinein ($\psi_{hdx,\max}$ etwa 1,5 bei $\omega_x = 1{,}0$) möglichst gleichmäßig verteilt sind. Für die Versuchsplanung eignen sich bei $r_{ax} \ll \omega_x l_{qx}$ dann die einfachen Näherungsbeziehungen

$$i_{dx} = -\hat{i}_{ax} \tag{21}$$

und

$$\psi_{hdx} = \hat{u}_{ax}/\omega_x + l_{a\sigma}\,\hat{i}_{ax}. \tag{22}$$

Anzustreben sind für eine effektive Kennlinien-Ermittlung möglichst große $\hat{i}_{ax}$-Werte (z.B. $\hat{i}_{ax} = 0{,}5\cdots1{,}2$).
Die Bestimmung der ψ_{hd}- und der ψ_{fd}-Teilkennlinie wird mit den Lastpunkten der unteren ψ_{hdx}-Bereichsgrenze begonnen und sukzessive bis zu den Lastpunkten mit den höchsten ψ_{hdx}-Werten fortgesetzt.
Bild 2 zeigt die nach diesem Verfahren ermittelten Abschnittskennlinien einer 5-kVA-Schenkelpolmaschine ohne Dämpferkäfig. Dargestellt sind die aus 6 Lastpunktserien (Maschine am starren Netz, Transformator-Übersetzungsverhältnis jeweils konstant) abgeleiteten ψ_{hd}- und ψ_{fd}-Kennlinienpunkte sowie zusätzlich die Ausgangskennlinien $\psi_{hd}^*(i_{hd}^*)$ und $\psi_{Fd}(i_{Fd})$ und die Grenzkennlinien $\psi_{hdL} = \psi_{hdL}^*$ und $\psi_{fd,L}$. Selbst an dieser für solche Untersuchungen ungünstigen Maschine bereitete die Bestimmung der Abschnittskennlinien keine Schwierigkeiten.

Literatur

[1] *Mrugowsky, H.:* Die Ermittlung des Erregungszustandes symmetrisch belasteter Schenkelpol-Generatoren, die quasistationär im Alleinbetrieb arbeiten. Schiffbauforschung 9 (1970) 3/4, S. 151–153

EA 5338

Möglichkeiten der Zusammenschaltung unipolarer und bipolarer Leistungstransistoren (BIMOS)

K. Lehnert, KDT; U. Nicolai, KDT; H. Güldner. KDT, Dresden

1. Vorbemerkungen

Die stürmische Entwicklung der Mikroelektronik wirkte sich in den letzten Jahren auch auf die Entwicklung und Fertigung verbesserter bzw. neuer leistungselektronischer Bauelemente aus. So konnten Bauelemente konzipiert werden, deren Herstellung ohne die Nutzung von eigentlich für die Mikroelektronik entwickelten Technologien undenkbar wäre. Eines dieser Bauelemente ist der unipolare Leistungstransistor, der durch seine vorteilhaften Eigenschaften mit dazu beiträgt, die Innovation in der Leistungselektronik zu beschleunigen.
Neben Vorteilen weisen Leistungs-MOSFETs gegenüber bipolaren Leistungstransistoren jedoch auch einige nachteilige Eigenschaften auf. Deshalb gewinnt auch hier eine Entwicklungsrichtung perspektivisch immer mehr an Bedeutung, deren Grundgedanke die Kombination verschiedenartiger Halbleiter-Leistungsbauelemente ist. Mit der Zielstellung, beispielsweise Vorteile bipolarer und unipolarer Leistungstransistoren zu vereinigen und entsprechende Nachteile zu kompensieren, wurden in der internationalen Literatur verschiedene Vorschläge zu deren Zusammenschaltung, z.B. unter den Bezeichnungen BIMOS, BIPMOS, SUPERFET, publiziert ([1] bis [5]).
In der vorliegenden Arbeit sollen, ausgehend von der Diskussion einiger wichtiger Eigenschaften unipolarer Leistungstransistoren, grundsätzliche Möglichkeiten ihrer Zusammenschaltung mit bipolaren Leistungstransistoren aus der Sicht des Anwenders kritisch betrachtet werden.

2. Wichtige Eigenschaften von Leistungs-MOSFETs

Im Gegensatz zum Bipolartransistor ist der MOSFET ein spannungsgesteuertes Bauelement. Am Ladungstransport sind nur Majoritätsträger beteiligt. Speichereffekte, wie sie vom Bipolartransistor bekannt sind, treten daher nicht auf. Hieraus resultieren die Hauptvorteile des MOSFETs: der minimale Steuerleistungsbedarf und die sehr kurzen erreichbaren Schaltzeiten. Hinzu kommen noch die relativ geringe Temperaturabhängigkeit wichtiger Parameter sowie das Fehlen des von Bipolartransistoren bekannten und gefürchteten klassischen 2. Durchbruchs.
Nachteilig sind der besonders bei hochsperrenden Typen vorhandene relativ hohe Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ und der daraus resultierende hohe Durchlaßspannungsabfall, der auf Grund der maximal abführbaren Verlustleistung die Strombelastbarkeit derartiger Bauelemente stark einschränkt. Infolge der relativ großen benötigten Chipfläche und des damit verbundenen Fertigungsaufwandes (Ausbeute) liegt auch der Preis unipolarer Leistungstransistoren z.Z. noch beträchtlich über dem vergleichbarer Bipolartransistoren.
Auf die grundsätzliche Struktur und prinzipielle Wirkungsweise soll nicht näher eingegangen werden, da in [3] bis [5] [10] ausführliche Beschreibungen gegeben werden. Aus applikativer Sicht muß aber auf die parasitären Elemente in der Struktur unipolarer Leistungstransistoren hingewiesen werden. Während die internen Kapazitäten C_{GS} (Gate-Source-Kapazität), C_{DS} (Drain-Source-Kapazität) und C_{GD} (Gate-Drain-Kapazität) mit dem eingespeisten Gatestrom den Umladevorgang und damit letztlich die erreichbaren Schaltzeiten bestimmen, bewirkt der parasitäre Bipolartransistor (n^+ Source-p-Kanal-n^--Epitaxieschicht) eine gewisse du/dt-Empfindlichkeit des MOSFETs und dessen Leitfähigkeit in Rückwärtsrichtung (Diodenverhalten bei Inversbetrieb). Während die Strom-

Dr.-Ing. *Klaus Lehnert* und Dipl.-Ing. *Ulrich Nicolai* sind Mitarbeiter der Applikationsgruppe für leistungselektronische Bauelemente des VEB Mikroelektronik Stahnsdorf an der TU Dresden. Dr. sc. techn. *Henry Güldner* ist Hochschuldozent an der TU Dresden, Sektion Elektrotechnik.

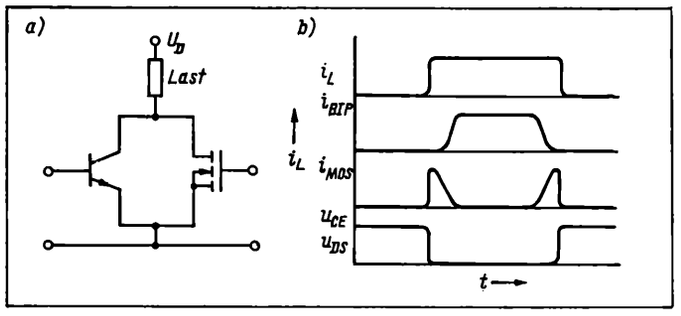


Bild 1. Parallelschaltung von Bipolartransistor und Leistungs-MOSFET
a) Prinzipschaltbild
b) Signalverläufe

belastbarkeit dieser Diode der im Normalbetrieb zulässigen entspricht, sind die dynamischen Parameter der sogenannten Inversdiode wesentlich schlechter als die des eigentlichen MOSFET.

3. Möglichkeiten der Zusammenschaltung von bipolaren und unipolaren Leistungstransistoren

In der internationalen Literatur werden derzeit drei grundsätzliche Möglichkeiten dieser Zusammenschaltung propagiert: die Parallelschaltung, die Darlingtonschaltung und die Kaskodeschaltung bipolarer Leistungstransistoren und Leistungs-MOSFETs.

3.1. Parallelschaltung von Bipolartransistoren und Leistungs-MOSFETs

In der im Bild 1a skizzierten Schaltungsanordnung dient der dem Bipolartransistor parallelgeschaltete MOSFET diesem als Kommutierungshilfe für den Laststrom. In dieser Anordnung werden der relativ niedrige Durchlaßspannungsabfall des Bipolartransistors, die hohe Schaltgeschwindigkeit des MOSFETs und dessen breiter zulässiger Arbeitsbereich (SOAR) genutzt.
Beim Einschalten werden MOSFET und Bipolartransistor gemeinsam angesteuert. Entsprechend seiner größeren Schaltgeschwindigkeit führt der MOSFET in der Umschwingphase den gesamten Laststrom. Anschließend übernimmt der Bipolartransistor den Strom. Beim Ausschalten muß zunächst der Basisstrom für den Bipolartransistor unterbrochen, die Gatespannung des MOSFET jedoch aufrechterhalten werden. Sobald der Strom vom bipolaren Transistor auf den MOSFET zu kommutieren beginnt, wird auch dieser ausgeschaltet (vgl. Bild 1b). Bei dieser Transistorkombination wird damit die Schaltverlustleistung praktisch vom MOSFET, die Durchlaßverlustleistung vom Bipolartransistor übernommen, wobei eine gewisse Minimierung der Gesamtverluste erfolgt. Bei geeigneter Ansteuerung gilt dann für die Maximalwerte der Betriebsspannung U_D und des Laststroms I_L

$$U_D \leqq U_{CEX},\ U_D < U_{(BR)DS} \tag{1}$$

$$I_L \leqq I_{Csat},\ I_L \leqq I_{D\max}. \tag{2}$$

Die obere Grenze der erreichbaren Schaltfrequenz wird im wesentlichen durch die Speicherzeit des Bipolartransistors und die „Qualität" der Ansteuerung beider Transistoren bestimmt.

3.2. Darlingtonschaltung Leistungs-MOSFET/Bipolartransistor

Bild 2 zeigt eine Anordnung von MOSFET und Bipolartransistor, durch die ein Darlingtontransistor mit hoher Eingangsimpedanz und niedrigem Steuerleistungsbedarf eines MOSFET sowie hoher Strombelastbarkeit eines Bipolartransistors entsteht.

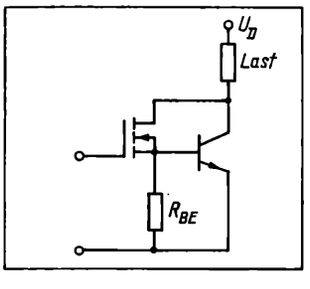


Bild 2. Darlingtonschaltung Leistungs-MOSFET/Bipolartransistor

Für die Maximalwerte von Betriebsspannung U_D und Laststrom I_L gelten:

$$U_D \leqq U_{CE0},\ U_D < U_{BR(DS)} \tag{3}$$

$$I_L \leqq I_{Csat} \tag{4}$$

Für den EIN-Zustand des MOSFET ($R_{DS} = R_{DS(on)}$) gilt:

$$I_D = \frac{U^{*}_{CE\,sat} - U_{BE\,sat}}{R_{DS\,(on)}} \tag{5}$$

$$I_L = I_C + I_D \tag{6}$$

$$I_C = B\left(\frac{U^{*}_{CE\,sat} - U_{BE\,sat}}{R_{DS\,(on)}} - \frac{U_{BE\,sat}}{R_{BE}}\right). \tag{7}$$

Das Kollektor-Basis-Stromverhältnis B des Bipolartransistors ist abhängig vom Kollektorstrom und kann u.a. dem entsprechenden Kennlinienfeld entnommen werden. Gemäß dem konkreten B, $R_{DS(on)}$ und I_L stellen sich dann U_{BEsat} und U^{*}_{CEsat} ein, wobei dieser Wert immer größer als U_{CEsat} ist. Für den Durchlaßspannungsabfall $U^{*}_{CE\,sat}$ über dem BIMOS-Darlingtontransistor gilt mit Gl. (5) bis (7) somit

$$U^{*}_{CE\,sat} = \frac{R_{DS\,(on)}}{1+B}\left(I_L + B\frac{U_{BE\,sat}}{R_{BE}}\right) + U_{BE\,sat}, \tag{8}$$

wenn gilt

$$1 > \frac{1}{1+B} + \frac{U_{BE\,sat}}{I_L}\left(\frac{B}{R_{BE}\,(1+B)} + \frac{1}{R_{DS\,(on)}}\right), \tag{9}$$

ergibt sich beim Einsatz einer BIMOS-Darlingtonschaltung eine Verringerung des Durchlaßspannungsabfalls und damit der statischen Verlustleistung gegenüber einem MOSFET mit gleichem $R_{DS(on)}$.
Im Bild 3 wurden für eine Parallelschaltung eines Bipolartransistors SU 169 (VEB Mikroelektronik Stahnsdorf) und eines MOSFET BUZ 45 [9] die sich bei unterschiedlichen B des Bipolartransistors ergebenden Durchlaßspannungsabfälle in Abhängigkeit vom Laststrom dargestellt. Die B-Abhängigkeit vom Laststrom muß bei der Benutzung des Diagramms zusätzlich berücksichtigt werden. Zum Vergleich wurde im Bild 3 ebenfalls der sich bei Einsatz nur des Leistungs-MOSFET BUZ 45 ergebende Durchlaßspannungsabfall ($R_{DS(on)} = 0{,}6\ \Omega$) eingetragen. Aus dem Diagramm wird deutlich erkennbar, daß (im vorliegenden Beispiel bei Strömen größer 3,5 A) durch eine BIMOS-Darlingtonschaltung gegenüber einem einfachen Hochvolt-MOS-Leistungsschalter eine deutliche Verringerung des Durchlaßspannungsabfalls erzielbar ist.
Bezüglich der dynamischen Parameter sind folgende Aussagen ableitbar. Einerseits weist eine Darlingtonschaltung prinzipbedingt beim Ausschalten eine schlechteres dynamisches Verhalten als ein einzelner Bipolartransistor auf, da dieser nur über den Widerstand R_{BE} ausgeräumt wird. Andererseits arbeitet der Bipolartransistor wegen

$$U_{CB} = I_D\,R_{DS(on)} \tag{10}$$

stets außerhalb des Sättigungsbereichs, wodurch die während des Ausschaltens auszuräumende Menge an Ladungsträgern klein bleibt. Vergleichende Messungen [4] zeigen, daß die mit einer BIMOS-Darlingtonschaltung erreichbaren Speicher- und Fallzeiten des Laststroms in etwa denen eines bipolaren Leistungstransistors entsprechen.
Eine Verkürzung der Speicherzeit ist möglich, wenn zwischen Gate und Source des MOSFET eine Diode oder ein Widerstand eingefügt wird, da dann auch die Steuerschaltung am Ausräumen der Basis mitwirkt. Hierbei wird jedoch gleichzeitig die gewünschte Eingangsimpedanz des BIMOS-Leistungsschalters herabgesetzt. BIMOS-Darlingtons werden international von einigen Herstellern bereits integriert unter der Bezeichnung SUPERFET [6] oder feldgesteuerter Transistor [3] angeboten.

3.3. Reihenschaltung von Bipolartransistoren und Leistungs-MOSFET (Kaskodeschaltung)

Eine weitere interessante Lösung zur Realisierung von Hochvolt-Transistorschaltern bildet die BIMOS-Variante Kaskodeschaltung, deren Prinzip im Bild 4 dargestellt ist.
Die Ansteuerung des BIMOS-Kaskodeschalters erfolgt über das Gate des MOSFETs mit der für diesen typischen geringen Ansteuerleistung. Beim Einschalten des MOSFET entlädt sich der Kondensator C über die Basis-Emitter-Strecke des Bipolartransistors und

die Drain-Source-Strecke des MOSFET. Es kommt zu einem steilen Basisstromimpuls, durch den der Bipolartransistor relativ schnell eingeschaltet wird. Im eingeschalteten Zustand fließt der Basisstrom aus der Quelle U_{D0} über den Widerstand R. Nach dem Ausschalten des MOSFET übernimmt die Diode D kurzzeitig den gesamten Kollektorstrom des Bipolartransistors, der dabei dessen Kollektor-Basis-Diode ausräumt. Infolge des sehr großen negativen Basistroms bleibt die Speicherzeit t_S des Bipolartransistors in einer solchen Anordnung sehr klein.

Auch auf die Länge der Fallzeit t_f wirkt sich dieses Regime günstig aus. Während des Ausschaltvorgangs wird der Kondensator C wieder auf die durch die Diode D bestimmte Z-Spannung aufgeladen. Für die maximal zulässige Sperrspannung $U_{CS\,max}$ gilt:

$$U_{CS\,max} = U_{CB0} + U_Z \approx U_{CB0}, \tag{11}$$

da auf grund des gesperrten MOSFET die Basis-Emitter-Diode des Bipolartransistors mit Beginn des Ausschaltvorgangs stromlos ist. Zur Festlegung des maximal zulässigen Laststroms müssen die Grenzwerte beider Transistoren beachtet werden:

$$I_L \leqq I_{C\,sat};\ I_L \leqq I_{D\,max} - I_{B\,sat}. \tag{12}$$

Es sind drei wesentliche Vorteile der Kaskodeschaltung ersichtlich:

a) Da die maximal auftretende Drain-Source-Spannung durch die Z-Diode $D1$ auf Werte zwischen 5 und 20 V begrenzt wird, kann ein niedrigsperrender Typ mit hohem zulässigem Drainstrom und niedrigem Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ eingesetzt werden.

b) Bei der hier realisierten Emitterschaltung eines Bipolartransistors wird dessen Basis-Emitter-Diode schlagartig stromlos gemacht. In der betreffenden Sperrschicht treten deshalb Fokalisierungseffekte, die u. U. zu Sekundärdurchbrüchen während des Ausschaltvorgangs führen können, nicht auf. Eine Ausnutzung des Bipolartransistors bis zur Sperrspannung U_{CB0} der Kollektor-Basis-Diode ist deshalb prinzipiell möglich. Beim Ausschalten kann damit der zulässige Arbeitsbereich (SOAR) in Basisschaltung genutzt werden, der größer ist als der in Emitterschaltung (Bild 5). Es kann demnach auch von einer gewissen Erweiterung des Einsatzbereiches eines Bipolartransistors gesprochen werden, wodurch es bei einem relativ geringen Zusatzaufwand prinzipiell möglich wird, z. B. einen 400-V-Transistor SU 169 sicher am gleichgerichteten 380-V-Netz zu betreiben. Weiterhin ist die Parallelschaltung derartiger BIMOS-Schaltstufen unkritischer als die von Bipolartransistoren, da im EIN-Zustand die Einschaltwiderstände der MOSFETs mit ihren positiven Temperaturkoeffizienten symmetrierend auf die Kollektorströme wirken.

c) Aufgrund der Ansteuerung des BIMOS-Schalters über den MOS-Transistor besitzt die Kaskodestufe dessen hohe Eingangsimpedanz und niedrigen Steuerleistungsbedarf. Dies läßt die Realisierung einfacher und leistungsarmer Ansteuerschaltungen zu, was u. a. einer Integration entgegenkommt.

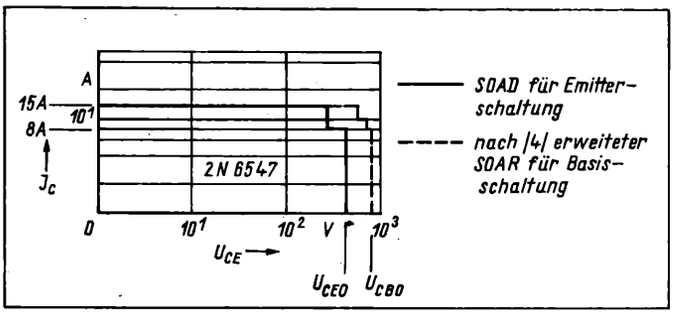


Bild 5. Zulässiger Arbeitsbereich für den Bipolartransistor 2N6547 in Emitter- und Basisschaltung [1]

Der Einsatz eines niedrigsperrenden MOSFETs in einer Hochvolt-BIMOS-Schaltstufe bringt infolge der Preisrelation auf dem internationalen Markt (z. Z. Hochvolt-Bipolartransistor: Niedervolt-Leistungs-MOSFET: Hochvolt-Leistungs-MOSFET etwa 1 : 3 : 6) ökonomische Vorteile.

Stellt man eine Bilanz für die statische Verlustleistung im EIN-Zustand bei verschiedenen transistorisierten Hochvolt-Leistungsschaltern auf, so besitzt hier der mit einem hochsperrenden Leistungs-MOSFET bestückte Schalter wegen der Gültigkeit von

$$R_{DS(on)} \sim U^{2,5}_{BR(DS)} \tag{13}$$

deutliche Nachteile.

Bei Einsatz des BUZ 45 mit einem $R_{DS(on)} = 0{,}6\ \Omega$ ergäbe sich in einem Leistungsschalter für 500 V/6 A gemäß

$$P_{V\,stat\,1} = I_D{}^2\, R_{DS(on)} \tag{14}$$

eine statische Verlustleistung von etwa 22 W. Eine Verringerung dieser durch Parallelschaltung von MOS-Transistoren bei Nichtausnutzung deren Stromgrenzwerte ist aus ökonomischen Gründen nicht sinnvoll. Wird dagegen ein BIMOS-Kaskodeschalter mit ähnlichen Parametern unter Verwendung der Transistoren BUZ 10 ($R_{DS(on)} = 0{,}1\ \Omega$) und SU 169 bei $U_{CE\,sat} = 2$ V betrieben, so ergibt sich gemäß

$$P_{V\,stat\,2} = I_D\,(I_D\,R_{DS(on)} + U_{CE\,sat}) \tag{15}$$

mit etwa 16 W eine wesentlich geringere statische Verlustleistung. Zur Abschätzung der Schaltverlustleistung und der maximal erreichbaren Schaltfrequenz soll im folgenden das dynamische Verhalten betrachtet werden.

Einschaltverhalten

Das Einschaltverhalten der Kaskodeschaltung wird bestimmt durch

— die Ansteuerung und damit die Einschaltzeit des MOSFETs
— den Verlauf des Basisstroms für den Bipolartransistor.

Durch die Höhe der Z-Spannung der Diode D und die Größe des Kondensators C (Bild 4) wird der Verlauf des Basisstroms bestimmt. Mit dem realisierten optimalen Einschaltregime für den Bipolartransistor lassen sich Einschaltzeiten erzielen, die in der Nähe der mit reinen MOS-Schaltstufen erreichbaren liegen.

Ausschaltverhalten

Mit der Geschwindigkeit, mit der nach Abschalten der Gatespannung die Drain-Source-Spannung ansteigt, kommutiert der Kollektorstrom des Bipolartransistors vom Emitter auf den Basiskreis und bewirkt den Abbau der Ladungsträger in der Kollektor-Basis-Diode.

Für die Ausschaltverzögerungszeit $t_{d(off)}$ gilt bei hinreichend schneller Ansteuerung näherungsweise

$$t_{d(off)} \approx t_{d(off)1} + t_{f(I_D)} + t_S, \tag{16}$$

wobei $t_{d(off)1}$ die Ausschaltverzögerungszeit des MOSFET, $t_{f(I_D)}$ die Fallzeit des Drainstroms (beide werden durch die Ansteuerung des MOSFET bestimmt und liegen bei wenigen Nanosekunden) und t_S die Speicherzeit des Bipolartransistors sind.

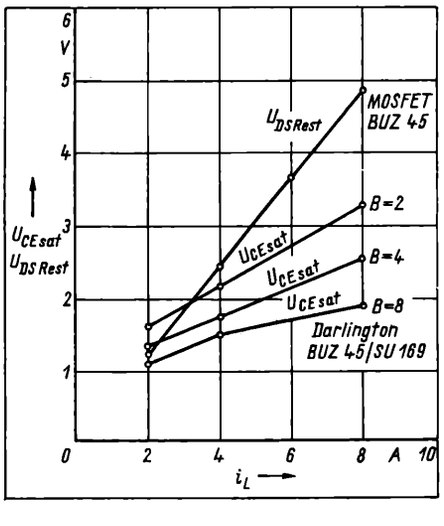


Bild 3. Durchlaßspannungsabfall eines BUZ 45 und einer Darlingtonschaltung BUZ 45/SU 169

Bild 4. Kaskodeschaltung Bipolartransistor/Leistungs-MOSFET

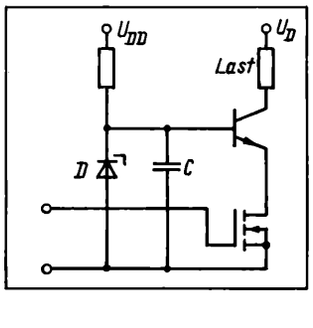
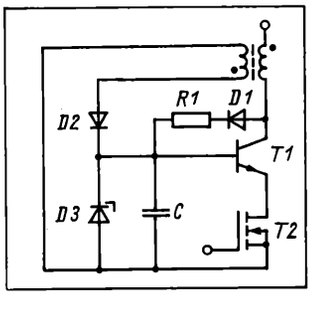


Bild 6. BIMOS-Kaskodeschaltung nach [1]



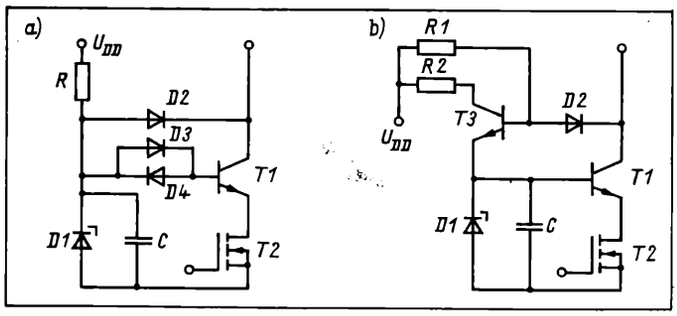


Bild 7. Basisstromregelung mit Antisättigungsdiode
a) Basisstromeinspeisung über Widerstand; b) Transistor im Basisstromkreis

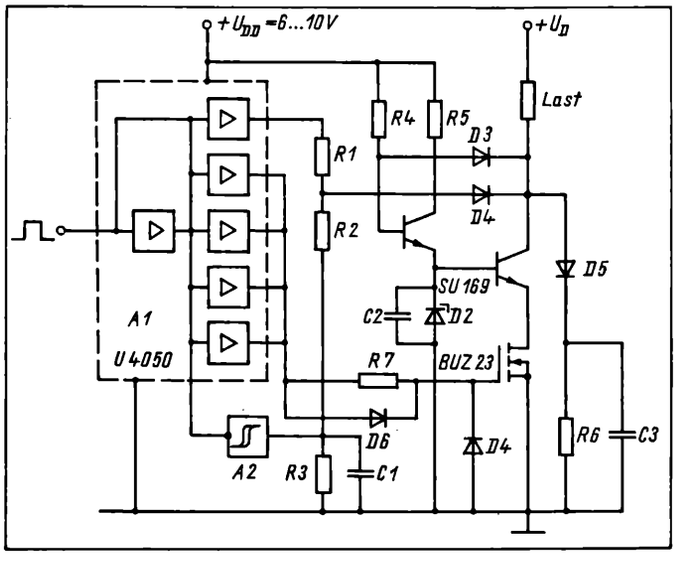
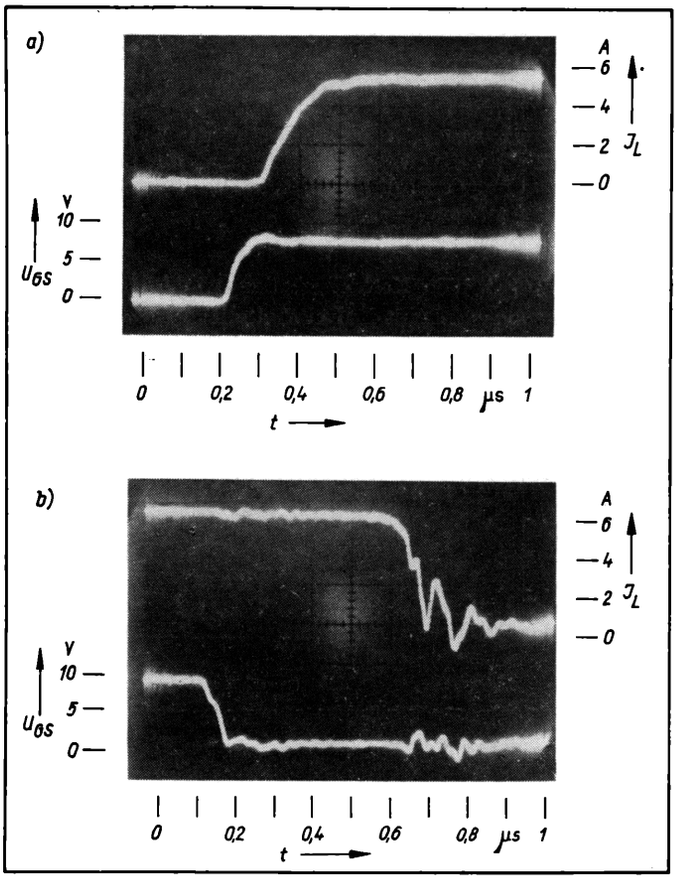


Bild 8. BIMOS-Kaskode-Leistungsschalter mit CMOS-Ansteuerung, aktivem Überstromschutz und Spannungsbegrenzung im Kollektor-Source-Kreis

Bild 9. Verläufe von Gate-Source-Spannung u_{GS} und Kollektorstrom i_C
a) Einschaltvorgang; b) Ausschaltvorgang



Die kurze Speicherzeit wird im BIMOS-Schalter möglich, weil der negative Basisstrom zum Ausräumen der Ladungsträger aus der Basiszone die Höhe des Kollektorstroms erreicht. Großen Einfluß auf die Speicherzeit des Bipolartransistors hat dessen Sättigungsgrad vor dem Ausschalten. Da dieser außerdem die erreichbare Kollektorstromfallzeit beeinflußt, schafft eine wirksame Basisstromregelung Vorteile bezüglich des dynamischen Verhaltens und damit auch hinsichtlich der auftretenden Verlustleistung. Für die Länge der Fallzeit $t_{f(I_C)}$ ist ein abruptes Sperren der Basis-Emitter-Diode um so ungünstiger, je mehr p-Ladungsträger sich in der Kollektor-Basis-Sperrschicht befinden. Diese können nicht mehr zum Emitter abgeleitet werden, sondern nur noch rekombinieren, während der negative Basisstrom die Elektronen aus dem Basisgebiet ableitet. Dadurch arbeitet der Transistor während $t_{f(I_C)}$ ungesteuert, die Kollektor-Basis-Sperrschicht verhält sich ähnlich wie eine Diode.
Durchgeführte Untersuchungen bestätigen aber die in [8] angegebenen Ergebnisse, daß z. B. gegenüber einem Leistungsschalter mit Bipolartransistor in Emitterschaltung (ohne angepaßten Basisstromverlauf) etwa um 50 % geringere Speicher- und Fallzeiten erzielt werden können.

4. Zur praktischen Realisierung von BIMOS-Leistungsschaltern in Kaskodeschaltung

4.1. Ausgewählte Schaltungsvarianten

Eine elegante Lösung für einen BIMOS-Kaskodeschalter stellt die im Bild 6 gezeigte Schaltungsanordnung dar. Hier wird der zur Ansteuerung des Bipolartransistors notwendige Strom über einen kleinen Impulsübertrager aus dem Laststrom abgeleitet, womit gleichzeitig eine laststromabhängige Basisstromregelung realisiert ist. Zum Ein- und Ausschalten muß lediglich die geringe für den MOSFET notwendige Ansteuerenergie bereitgestellt werden. Der Widerstand *R1* und die Diode *D1* dienen der Aufladung von *C* zu Beginn eines jeden Einschaltvorgangs. Die entscheidenden Nachteile einer solchen Anordnung ergeben sich einmal aus der durch den Kern begrenzten übertragbaren Impulsdauer, aus der zum Abmagnetisieren notwendigen Pausenzeit sowie aus dem erforderlichen Wickelaufwand. Zum anderen sind aktive Überwachungs- und Schutzmaßnahmen für die eingesetzten Transistoren kaum realisierbar, so daß diese entsprechend dimensioniert werden müssen.
Ein aufgebauter und unter Laborbedingungen erprobter derartiger Leistungsschalter erwies sich als gut geeignet für spezielle Anwendungsfälle mit konstanten bzw. nur in engen Grenzen variablen Größen Impulsbreite und Tastverhältnis.
Eine andere Möglichkeit der Bereitstellung des Basisstroms besteht darin, diesen einer zusätzlichen Spannungsquelle U_{DD} zu entnehmen. Damit können Steuerimpulse beliebiger Länge realisiert werden. Der Nachteil der Notwendigkeit einer zusätzlichen Spannungsversorgung ist nicht sehr schwerwiegend, da diese z. B. für aktive Pulsformer und Schutzeinrichtungen in der Praxis ohnehin meist erforderlich ist [11].
Die Bilder 4, 7a und b zeigen drei prinzipielle Ausführungsmöglichkeiten, die sich wie folgt unterscheiden: Die im Bild 4 dargestellte Grundschaltung liefert einen laststromunabhängigen Basisstrom; der Sättigungszustand des Bipolartransistors wird damit vom Augenblickswert des Laststroms bestimmt. In der Schaltung nach Bild 7a wird dieser Nachteil durch das Einfügen einer „Antisättigungsdiode" *D2* vermieden, durch die eine einfache Basisstromregelung, da der jeweils nicht benötigte Basisstromanteil über die Kollektor-Emitter-Strecke abgeführt wird. Im EIN-Zustand gilt hier stets:

$$U_{CE} = U_{F(D2)} - U_{F(D3)} + U_{BE} \approx U_{BE}. \qquad (17)$$

Die Schaltung nach Bild 7b arbeitet nach dem gleichen Prinzip. Es werden jedoch der bei geringen Augenblickswerten des Laststroms über *D2* abfließende Stromanteil und damit die Belastung der zusätzlichen Spannungsquelle U_{DD} reduziert.

4.2. Ansteuerung und Schutz

Beim Einschalten kommt es besonders darauf an, die Schaltzeit des MOSFET durch eine entsprechende hohe Gatestromamplitude möglichst kurz zu halten. Damit wird auch die Basis-Emitter-Diode des Bipolartransistors entsprechend schnell zum Leiten gebracht, was Defokalisierungseffekten und damit Sekundärdurchbrüchen beim Einschalten entgegenwirkt. Das Ausschalten des MOSFET sollte dagegen nur so schnell wie nötig erfolgen, da jede Verkürzung der Drainstromfallzeit die Amplitude der an den Verdrahtungsinduktivitäten entstehenden Überspannung erhöht.

In der praktischen Realisierung haben sich besonders CMOS-Standardschaltkreise (z. B. U 40098 und U 4050) bewährt, deren Gatter ein- und ausgangsseitig parallelgeschaltet werden. Durch ihren breiten zulässigen Betriebsspannungsbereich (3···18 V) ergibt sich die Möglichkeit, die Schaltgeschwindigkeit des MOSFET über die Anzahl der treibenden Gatter und deren Betriebsspannung in weiten Grenzen zu bestimmen.
Der in Bild 8 skizzierte Leistungsschalter wird auf diese Weise angesteuert. Hier wurde außerdem eine aktive Schutzschaltung gegen zu hohe Lastströme realisiert, die ohne Meßshunt auskommt. Bedingung für die Funktion der Schaltungslösung ist, daß der Bipolartransistor in Quasisättigung arbeitet, d.h., daß sich Kollektorstromänderungen im zu erfassenden Bereich auch in Änderungen der Kollektor-Emitter-Spannung niederschlagen. Übersteigt die aus den laststromabhängigen Restspannungen über beiden Transistoren zusammengesetzte Durchlaßspannung und damit auch die Spannung

$$U_{C1} = (U_{CS\,(on)} - U_{F(D1)}) \frac{R_3}{R_2 + R_3} \qquad (18)$$

einen festzulegenden Grenzwert, wird über das Ansprechen eines Schwellwertschalters die Ansteuerschaltung auf Low-Pegel gesetzt, was zum Ausschalten des BIMOS-Schalters führt. Im Aus-Zustand ($U_{CS} \gg U_{CS\,(on)}$) entlädt sich *C1* über *R3*, so daß während des Einschaltvorgangs erst nach einer durch die Größe von *C1* festgelegten Verzögerungszeit ein Ansprechen der Schutzeinrichtung möglich ist. Weitere wichtige Schutzmaßnahmen sind der Schutz gegen Überspannungen im Gatekreis des MOSFET durch Anordnung einer Z-Diode (*D4*, Bild 8) zwischen Gate und Source und der Überspannungsschutz im Kollektorkreis. Die hier eingesetzte Beschaltung (im Bild 8: *D5*, *R6*, *C3*) begrenzt die beim Ausschalten über den Verdrahtungsinduktivitäten entstehenden Überspannungen.

4.3. Schaltverhalten

Für die praktischen Untersuchungen wurde die Schaltung gemäß Bild 8 zugrunde gelegt. Wegen der nicht zu vermeidenden Verdrahtungsinduktivität wurde trotz der rein ohmschen Last unmittelbar an den Transistoren eine Freilaufdiodenbeschaltung vorgesehen. Für die Messungen wurden folgende Bedingungen gewählt:

$U_D = 540$ V; $I_L = 5{,}8$ A; $U_{DD} = 10$ V;

Basisstrom $I_B = 0{,}8$ A; Leitdauer $t_{ein} = 3$ µs;
Periodendauer $T = 30$ µs.
Bei einer Drain-Source-Restspannung von $U_{DS\,(Rest)} = 1{,}4$ V und einem Durchlaßspannungsabfall des BIMOS-Leistungsschalters von $U_{CS\,(on)} = 4{,}2$ V ergaben sich folgende dynamischen Werte:

Einschaltverzögerungszeit	$t_{d\,(on)}$	= 20 ns
Anstiegszeit	t_r	= 150 ns
Ausschaltverzögerungszeit	$t_{d\,(off)}$	= 500 ns
Fallzeit	$t_{f\,(I_C)}$	= 80 ns.

Die gemessenen Zeiten wurden anhand der im Bild 9a, b dargestellten Verläufe ermittelt.

5. Vergleich von Lösunsvarianten für Leistungsschalter in Bipolar-MOS- und BIMOS-Kaskode-Ausführung

In Form der angeführten Tafel (s. 2. US) wurde versucht, die wesentlichen Eigenschaften sowie die grundsätzlichen Einsatzmöglichkeiten der oben genannten Ausführungsformen transistorisierter Hochvolt-Leistungsschalter einander gegenüberzustellen.

Literatur

[1] International rectifier: HEXFET-Databook 1982 – 83
[2] *Taylor, B.:* HEXFET's in hochsperrenden Schaltungen bei hohem Wirkungsgrad. Elektronik 30 (1981) 23, S. 93 – 96
[3] *Blanchard, R. A.:* Zukünftige Entwicklungen bei MOS-Leistungstransistoren. Elektronik 31 (1982) 11, S. 95 – 98
[4] *Adler, M. S.:* A comparison between BIMOS device types. IEEE/PESC (1982) S. 371 – 377
[5] *Rischmüller, K.:* Darlington-Bipmos, Caskode: Caracteristiques et criteres d'emploi. Electronique applications 31 (1983) 9, S. 35 – 44
[6] MOS- und Bipolar-Technologien auf einem Chip (SUPERTEX/SCANTEC). Elektrotechnik 64 (1982) 4, S. 40
[7] Handbuch Schalttransistoren. Thomson CSF, 1979
[8] *Jackson, B.; Chen, D. Y.:* Effects of emitter-open switching on the turnoff characteristics of high-voltage power transistors. IEEE/PESC (1980) S. 147 bis 154
[9] SIPMOS-Leistungstransistoren. Lieferprogramm Siemens 1980
[10] *Conrad, H.:* Neue leistungselektronische Bauelemente aus applikativer Sicht. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 10, S. 515 – 519
[11] *Schmiady, G.:* Entwicklung, Aufbau und Inbetriebnahme von universell einsetzbaren BIMOS-Kaskodeschaltern. Diplomarbeit Nr. 1681/83, TU Dresden

EA 5393

Ansteuerung eines Stromwechselrichters mit einem Einchiprechner

W. Winkler, KDT; E. Seefried, KDT; Dresden

Mitteilung aus der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden

Der Stromwechselrichter mit Phasenfolgelöschung (Bild 1) ist ein geeignetes Stellglied zur Drehzahlsteuerung von Asynchronmaschinen. Da dem Motor jedoch nichtsinusförmige Ströme eingeprägt werden, erzeugt er neben dem Nutzmoment noch zusätzliche Pendelmomente. Diese können sich insbesondere bei niedrigen Drehzahlen nachteilig in den mechanischen Eigenschaften des Antriebs auswirken.
Eine Methode zur vorteilhaften Einflußnahme auf die erzeugten Pendelmomente besteht in der Pulsung des Motorstromes durch Zusatzkommutierungen [1]. Die Lage der Kommutierungszeitpunkte sowie das Verhältnis von Pulsfrequenz zu Grundschwingungsfrequenz des Stromes muß dabei in Abhängigkeit von der Motordrehzahl variiert werden.
Die dazu erforderliche Signalverarbeitung zur Ansteuerung des Stromwechselrichters ist relativ umfangreich. Im folgenden soll eine Variante erläutert werden, wenn sie im wesentlichen von einem Einchiprechner U 882 übernommen wird. Der Aufbau und Test am kompletten Antrieb erfolgte an der TU Dresden in enger Zusammenarbeit mit dem VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin.
Der Vorteil der Mikrorechneranwendung gegenüber einer vorwiegend hardwareorientierten Variante, die vorher aufgebaut und erprobt worden war, liegt in einer wesentlichen Senkung des Schaltkreisaufwandes. Außerdem ist das Auflösungsvermögen höher, mit dem die Kommutierungszeitpunkte vorgegeben werden können.

1. Beschreibung der Ansteuerschaltung

Die Ansteuerung arbeitet im Rahmen einer Drehzahlsteuerung des Motors, bei der der Anschluß eines Tachogenerators oder inkrementalen Gebers an die Welle entfällt. Es wird eine Regelung der Ständerspannung mit unterlagerter Stromregelung angewendet. Bild 2 zeigt den Schaltungsteil zur Ansteuerung (ohne Darstellung der Zündimpulsverstärker). Am Eingang liegt eine Spannung für den Sollwert der Ständerfrequenz des Motors. Ihre Höhe ist eine Funktion des Sollwertes für die Ständerspannung.
Nach einer Spannungs-Frequenz-Wandlung gelangt die ständerfrequenzproportionale Impulsfrequenz an den externen Takteingang eines Zähler-Zeitgeberkanals im Mikrorechner. Der *U/f*-Wandler ist so eingestellt, daß er bei der maximal zu realisierenden Ständerfrequenz von $f_s = 100$ Hz eine Impulsfrequenz von 288 kHz ausgibt. Damit entspricht ein Impuls einem Winkelinkrement von $\Delta\alpha = 0{,}125°$,
bezogen auf die Grundschwingungsperiode. Dieses Auflösungsvermögen ist völlig ausreichend zur genauen Vorgabe der Kommutierungszeitpunkte.
Die Anwendung des *U/f*-Wandlers in Verbindung mit der analogen Sollwertvorgabe U_{soll} ermöglicht eine stufenlose Drehzahlregelung.
Die Pulsung des Stromes ist je nach der Höhe der Ständerfrequenz unterschiedlich. Die Erkennung des aktuellen Wertes für f_s und die entsprechende Einstellung der Pulsung übernimmt der Mikrorechner. Eine Alternative zur Anwendung des *U/f*-Wandlers wäre der Einsatz eines A/D-Wandlers. Dem Rechner würde dann ein digitaler Frequenzsollwert vorgegeben (über Port *1* oder *2*), die Zeitbasis für die Ansteuerimpulse erzeugte der rechnerinterne Takt. Eine kontinuierliche Drehzahlverstellung wäre allerdings nicht mehr möglich. Die Ansteuersignale für die Thyristoren des Wechselrichters werden über Port *0* ausgegeben.

Dr.-Ing. *Wolfgang Winkler* ist Mitarbeiter am Zentralinstitut für Kybernetik, Institutsteil Dresden, der Akademie der Wissenschaften der DDR und führte die Untersuchungen im Rahmen eines Forschungsstudiums an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden durch. Dr. sc. techn. *Eberhard Seefried* ist Dozent an der TU Dresden, Sektion Elektrotechnik.

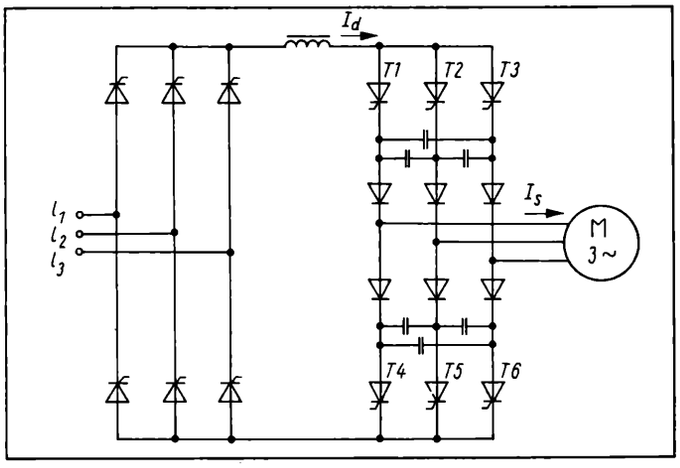


Bild 1. Schaltbild des Stromwechselrichters mit Phasenfolgelöschung

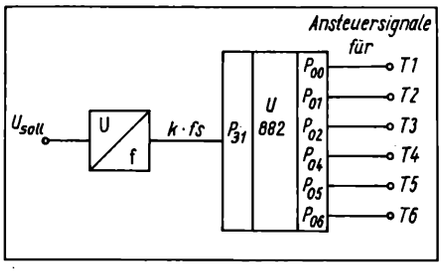


Bild 2. Blockschaltbild der Ansteuerelektronik

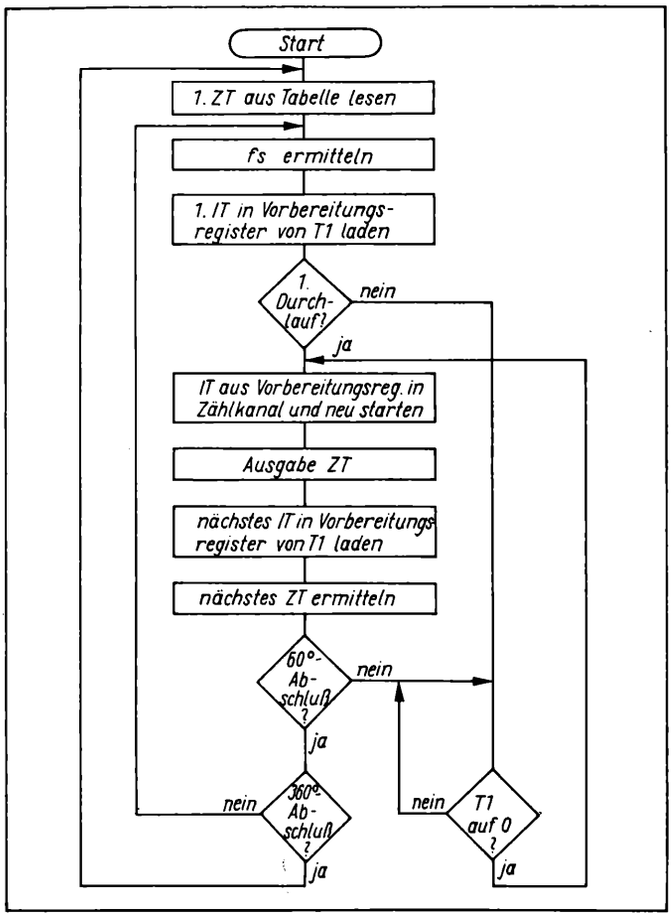


Bild 3. Prinzip-Programmablaufgraph des Ansteuerprogrammes

2. Beschreibung des Mikrorechnerprogramms

Im ROM-Speicher des Rechners sind für jede Schaltzustandsänderung der Thyristoren 2 Byte Information abgespeichert. Das ist einerseits der jeweilige Schaltzustand der 6 Thyristoren (*ZT*) und andererseits die Dauer dieses Zustandes (*IT*). Die Zustandszeiten werden realisiert, indem das Byte *IT* als Konstante in den Zählkanal *T1* des Rechners geladen und vom externen Takt dekrementiert wird. Bei Nulldurchgang des Zählers wird über Port *0* ein neuer Schaltzustand ausgegeben.

Die Abspeicherung der *IT* braucht auf Grund von Symmetriebeziehungen nur für 60° der Grundschwingungsperiode zu erfolgen, muß aber getrennt für jede Pulsungsart vorgenommen werden. Die *ZT* müssen nur einmal hinterlegt werden, allerdings für volle 360° der Grundschwingungsperiode.

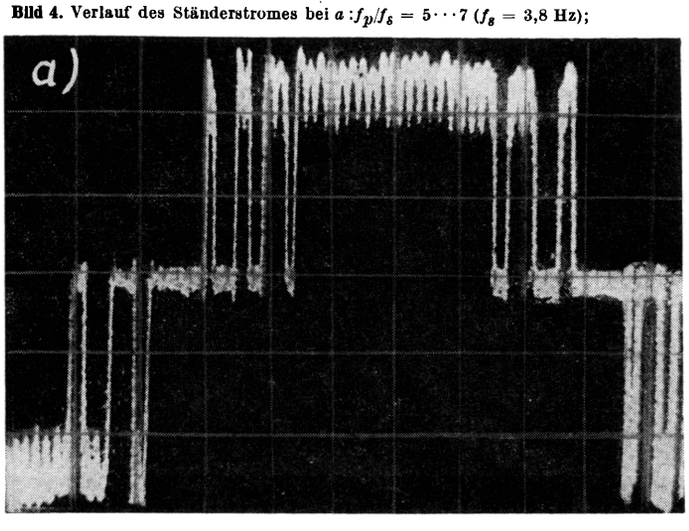
Bild 3 zeigt einen Übersichts-Programmablaufgraph des gesamten Programmes. Nach dem Laden der Steuerregister im Vorbereitungsprogramm und der Ausgabe des ersten *ZT* erfolgt der weitere Ablauf prinzipiell in zwei Schleifen.

Jeweils nach erneutem Start des Zählvorgangs und *ZT*-Ausgabe werden die *IT* und *ZT* des nächsten Schaltzustandes aus der Tabelle gesucht. Wird am Ende des gerade laufenden *IT* ein Winkelwert von $K \cdot 60°$ (K ist eine ganze Zahl) erreicht, erfolgt eine Neuberechnung der Ständerfrequenz. Es besteht jetzt die Möglichkeit, ein anderes Pulsmuster zur Anwendung zu bringen.

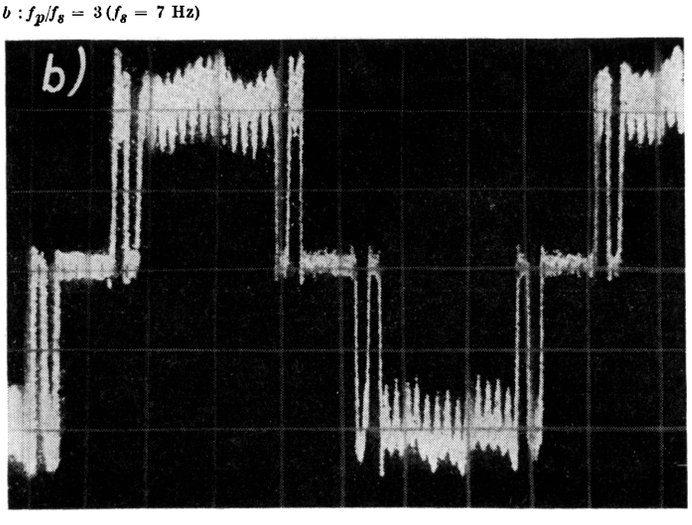
Liegt das gerade in Dekrementierung befindliche *IT* nicht am Rand eines 60°-Bereiches, wird nur die innere Schleife durchlaufen, ein Wechsel der Pulsung ist hier nicht möglich. Damit wird garantiert, daß bei Pulsungswechsel kein Phasensprung der Ständerstrom-Grundschwingung auftreten kann.

Die Ständerfrequenz f_s wird mit Hilfe des Zähler/Zeitgeberkanals *TO* gemessen. *TO* arbeitet dabei als Zeitgeber und wird vom internen Rechnertakt getaktet. Vor und nach der Meßzeit von 2 ms wird der Zählstand von *T1* ausgewertet und daraus der aktuelle Bereich von f_s ermittelt (das Auflösungsvermögen ist $\Delta f_s = 0{,}35$ Hz). Bei $f_s > 30$ Hz ist allerdings nur noch eine Meßzeit von 0,5 ms programmiert, aber in diesem Frequenzbereich wird nur noch ungepulster Betrieb (120°-Einschaltung) angewendet.

Bild 4. Verlauf des Ständerstromes bei $a: f_p/f_s = 5 \cdots 7$ ($f_s = 3{,}8$ Hz);



$b: f_p/f_s = 3$ ($f_s = 7$ Hz)



Vergleichsmessungen an Strom- und Spannungswandlern im RGW

J.-U. Barz; H. Vogel; Berlin

Mitteilung aus dem Amt für Standardisierung, Meßwesen und Warenprüfung

1. Einführung

Mit Hilfe von Strom- und Spannungswandlern lassen sich die Meßgrößen elektrischer Wechselstrom und elektrische Wechselspannung in eine solche Größenordnung transformieren (wandeln), die leicht meßbar ist. Dabei erfolgt die Umwandlung entsprechend der Genauigkeitsklasse des Wandlers betrags- und winkelgetreu, was durch den Strom- bzw. Spannungsfehler F und den Fehlwinkel δ charakterisiert wird.

Das Anwendungsgebiet von Wandlern in der Volkswirtschaft ist außerordentlich breit und bedingt eine einheitliche Basis der Messungen. Diese wurde in der DDR durch Staatliche Etalons ([1] bis [4]) gelegt.

Da auch international die Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Hochspannung zunimmt [5], wurde beschlossen, im Rahmen des RGW eine gemeinsame Basis für die Messungen von Strom- und Spannungswandlern zu schaffen.

So wurden 1976 bis 1978 unter der Federführung der DDR (ASMW) Analysen über den Stand der nationalen Etalons der RGW-Mitgliedsländer erarbeitet. In diesen Analysen wurde vorgeschlagen, an Strom- und Spannungswandlern Vergleichsmessungen durchzuführen, um an Hand der Ergebnisse darüber zu entscheiden, auf welcher Grundlage RGW-Normale geschaffen werden können. Gleichzeitig sollten diese Vergleichsmessungen die in den Analysen gemachten Aussagen bestätigen und zum gegenseitigen Kennenlernen der Meßverfahren der einzelnen Länder beitragen.

Folgende Länder (Institution, Ort) waren beteiligt:

VR Bulgarien (GKS, Sofia), Ungarische VR (OMH, Budapest), DDR (Autor ASMW, Berlin), VR Polen (PKNMiJ, Warschau), SR Rumänien (INMB, Bukarest), UdSSR (WNIIM FS, Swerdlowsk und WNIIASM, Tbilissi), ČSSR (ČSMU, Prag).

2. Vergleichsmessungen

Die Vergleiche wurden im wesentlichen im Zeitraum 1981/1982 in 2 Etappen durchgeführt, indem beim

— Ringvergleich die Vergleichsnormale des Autors beim Autor selbst und in allen teilnehmenden Ländern
— Sternvergleich die Vergleichswandler der teilnehmenden Länder im betreffenden Land selbst und beim Autor

durch Anschluß an die jeweiligen höchsten nationalen Normale gemessen wurden.

Als Vergleichsbedingungen waren festgelegt:

— Frequenz	(50 ± 1) Hz
(Stabilität während der Messung	$\leqq 0{,}1$ Hz)
— Klirrfaktor	$\leqq 5\,\%$
— Umgebungstemperatur	18 bis 28 °C.

Über alle Einzelergebnisse der Vergleichsmessungen liegen beim Autor Meßprotokolle vor.

Der Transport der Vergleichsnormale erfolgte fast ausschließlich per Fracht mit der Bahn.

2.1. Stromwandlervergleiche

Die Vergleichsnormale waren Normalstromwandler mit einem sekundären Nennstrom von 5 A, deren Fehler kleiner als $1 \cdot 10^{-3}$ und deren Stabilität geringer als $1 \cdot 10^{-5}$ sein sollten mit Primärströmen von:

5; 10; 20; 50; 100; 200; 300; 600; 1000 und 3000 A[1]).

Der Vergleich der Stromfehler Fi und der Fehlwinkel δi erfolgte bei einer Bürde von 5 VA (0,2 Ω) mit einem Bürdenleistungsfaktor von $\cos \beta = 1$, bei Belastungen von 120; 100; 50 und 10 % des Primärnennstromes. Um eine Übersicht über den derzeitigen Stand der einzelnen RGW-Mitgliedsländer zu erhalten, wurden die Meßergebnisse sowohl hinsichtlich der Ring- und Sternvergleiche als auch der 4 Belastungspunkte gemittelt und in den Bildern 1 und 2 als mittlere Abweichungen von den Meßergebnissen der DDR ΔF_i bzw. $\Delta \delta i$ für alle Primärnennströme I_{pn} dargestellt.

Die Meßergebnisse zeigen bezüglich der Genauigkeit der bei den Messungen verwendeten Meßverfahren der Länder eine Einteilung, die charakterisiert ist durch die Anwendung von:

— Stromkomparatoren: ČSSR, DDR, UdSSR, SR Rumänien
— Vergleichsverfahren mit elektronisch kompensiertem Normalwandler: Ungarische VR
— Vergleichsverfahren mit unkompensiertem Normalwandler: VR Bulgarien, VR Polen,

wobei von der Ungarischen VR etwa die gleichen Werte der Meßunsicherheit erreicht werden, wie von den Ländern, die Stromkomparatoren benutzen.

2.3. Spannungswandlervergleiche

Die Vergleichsnormale waren Spannungswandler mit einer sekundären Nennspannung von 100 V. Die Vergleichsmessungen wurden vorwiegend bei den Primärspannungen 1; 3; 5; 10 und 25 kV[2]) durchgeführt. Die Bürde betrug 5 VA (2000 Ω) bei einem Bürdenleistungsfaktor von $\cos \beta = 1$. Die Belastungen waren 40; 60; 80; 100 und 120 % der Primärnennspannung.

Tafel 1 zeigt eine Übersicht über den Grad der Übereinstimmung der Meßergebnisse der einzelnen Länder, geordnet nach Primärspannung und getrennt nach Stern- und Ringvergleich.

In der Tafel 1 ist für jede der angegebenen Ländergruppen die Streuung der Mittelwerte aus den Messungen von 40 bis 120 % der Nennspannung um den gemeinsamen Mittelwert der angegebenen Ländergruppe eingetragen. Die Meßergebnisse der VR Bulgarien

Dipl. Ing. *Jörn-Uwe Barz* und Dipl.-Ing. *Hans Vogel* sind wissenschaftliche Mitarbeiter im ASMW. Fachabteilung Metrologie in der Elektrotechnik/Elektronik

[1]) In der UdSSR und der SR Rumänien wurden zusätzlich noch Messungen bei 4; 5; 6 und 8 kA an einem 8000-A-Stromwandler der DDR durchgeführt, wobei die maximalen Abweichungen innerhalb der Grenzen $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ und $\pm 0{,}05'$ lagen.
[2]) Einzelne Messungen erfolgten zusätzlich bei 2; 6; 15; 16 und 20 kV.

Fortsetzung von S. 182

3. Praktische Ergebnisse

Bisher wurden Pulsmuster nach der analogen Pulsbreitenmodulation verwendet [2] von $f_p/f_s = 13$ bis $f_p/f_s = 3$. Oberhalb einer Frequenz $f_s = 10$ Hz erfolgt ungepulster Betrieb.

Bild 4 zeigt den Verlauf des Motorstromes bei zwei unterschiedlichen Pulsmustern.

Es sind ohne Schwierigkeiten weitere oder veränderte Pulsmuster programmierbar. Einschränkungen ergeben sich durch

— die notwendige Mindestlänge der Zustandsdauer 1 für jedes Muster (auf Grund der Meßzeit von 2 ms plus der Programmabarbeitungszeit für die äußere Schleife von 0,1 ms),
— die Mindestlänge aller Zustandszeiten von 1 ms (auf Grund der Kommutierungszeit im Wechselrichter).

Die Möglichkeit eines Drehrichtungswechsels ist vorerst nicht vorgesehen, kann aber durchaus noch programmiert werden. Mit einem Programmumfang von etwa 350 Byte ist der verfügbare Speicherraum des U 882 bei weitem nicht ausgelastet. Dasselbe gilt für die Zahl der Ein/Ausgabekanäle.

Bei günstiger Aufteilung der Programmabarbeitungszeit ist der Rechner noch für weitere Steuerungsaufgaben einsetzbar.

Literatur

[1] *Lienau, W.; Müller-Hellmann, A.:* Möglichkeiten zum Betrieb von stromeinprägenden Wechselrichtern ohne niederfrequente Oberschwingungen. ETZ-A 97 (1976), 11, S. 663–667
[2] *Kutman, T.:* Optimierung des Pulsbetriebes beim Umrichter mit eingeprägtem Zwischenkreisstrom. ETZ-Archiv 1 (1979), 7, S. 223–227
[3] *Seefried, E.; Winkler, W.:* Betriebserfahrungen mit einem Stromwechselrichter zur Speisung von Asynchronmaschinen. Wiss.-techn. Informationen des KAAB, 18 (1982), 4, S. 172–176

EA 5436

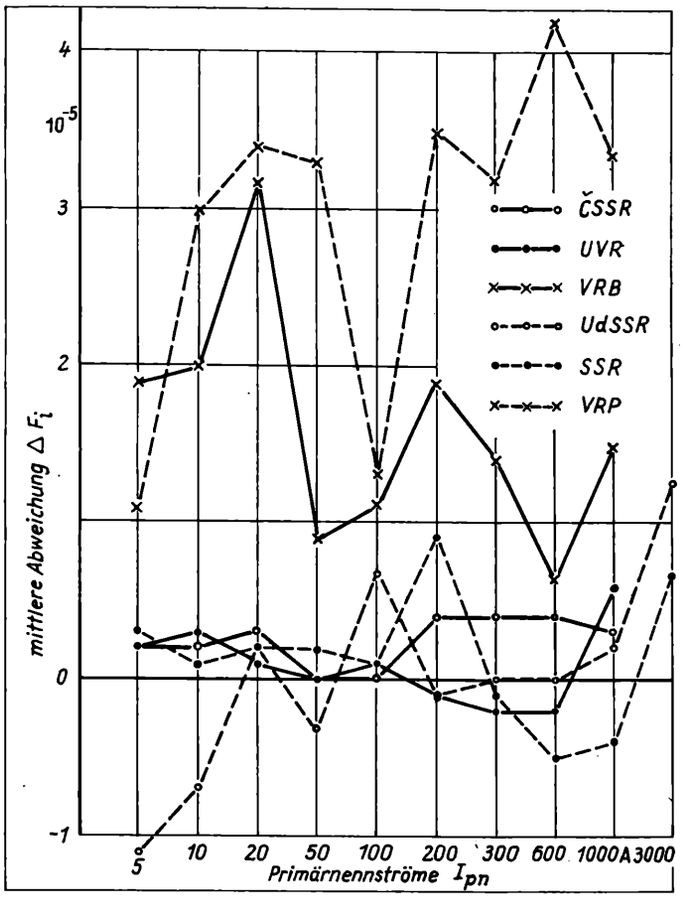


Bild 1. Mittlere Abweichungen der Stromfehler der Länder von denen der DDR ΔF_i für Primärnennströme I_{pn} von 5 bis 3000 A

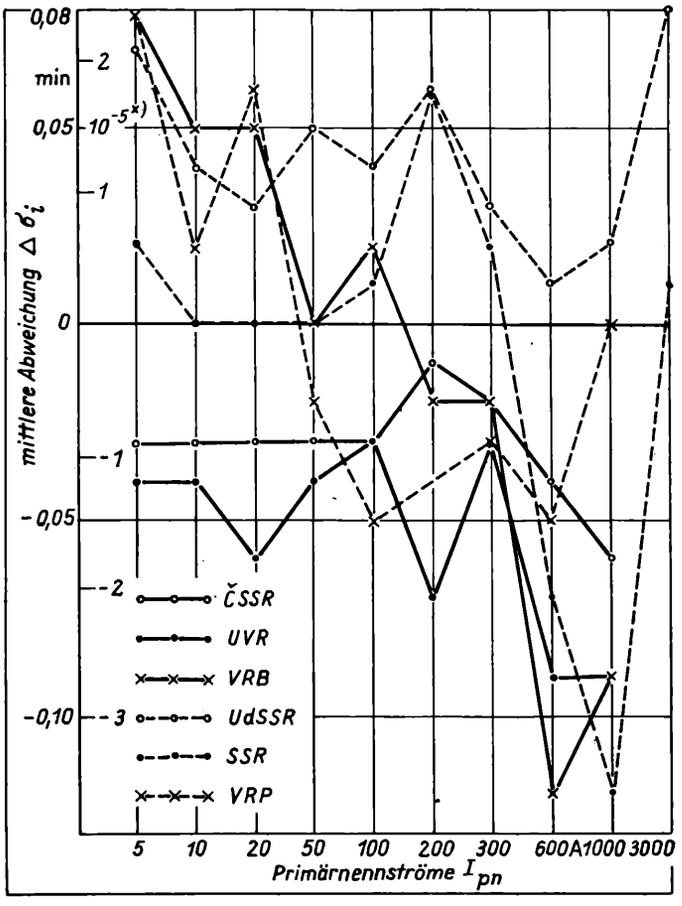


Bild 2. Mittlere Abweichungen der Fehlwinkel von denen der DDR $\Delta \delta i$ für Primärnennströme I_{pn} von 5 bis 3000 A*) bezogen auf 1 rad

wurden in die Übersicht nicht aufgenommen, weil die Vergleichsnormale in der VR Bulgarien an nationale Normale der Klasse 0,03 angeschlossen wurden, deren Fehler nicht bekannt waren, die aber bei den Vergleichsmessungen nicht unberücksichtigt bleiben dürfen.

Aus der Tafel 1 geht hervor, daß eine Übereinstimmung der Meßergebnisse sowohl für den Spannungsfehler F_u als auch für den Fehlwinkel δ_u bei allen Primärspannungen bis 25 kV von besser als $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ für die Länder Ungarische VR, DDR und ČSSR vorliegt. Die Meßergebnisse der SR Rumänien und der UdSSR stimmen bis zu 5 kV mit dieser Ländergruppe ebenfalls mit $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ überein. Bei Primärspannungen von 10 bis 25 kV weichen die Meßergebnisse der SR Rumänien und der UdSSR von der erstgenannten Ländergruppe jedoch um mehr als $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ ab, stimmen untereinander aber mit $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ überein.

Aus der Übersicht ist ebenfalls zu erkennen, daß die Übereinstimmung der Meßwerte beim Ringvergleich, bei dem dieselben Wandler in allen beteiligten Ländern gemessen wurden, etwa um eine halbe Größenordnung besser ist als beim Sternvergleich, bei dem verschiedene Wandler jeweils nur in 2 Ländern gemessen wurden. Tafel 2 zeigt die Meßmethoden für die Spannungswandlermessung der einzelnen RGW-Mitgliedsländer einschließlich der verwendeten Prüfeinrichtungen und Normale.

3. Schlußfolgerungen

3.1. Stromwandler

Als Ergebnis der Vergleichsmessungen an Stromwandlern wurde von den Delegationen der RGW-Mitgliedsländer beschlossen, ein RGW-Etalon zu schaffen, das folgenden Bedingungen genügen sollte:

Tafel 1. Übersicht der Ergebnisse der Vergleichsmessungen an Spannungswandlern

Ländergruppe	Primärnennspannung in kV									
	1		3		5		10		25	
	Stern	Ring	Stern	Ring	Stern	Ring	Stern	Ring	Stern	Ring
	ΔF_u in 10^{-4}									
Ungarische VR[1]), DDR, VR Polen, SR Rumänien, UdSSR, ČSSR	± 1	± 0,35	± 0,8	± 0,4	± 0,8	± 0,05				
Ungarische VR, VR Polen[2]), SR Rumänien, ČSSR										
Ungarische VR, DDR, ČSSR							± 0,8	± 0,5	± 0,17[3])	± 0,03[3])
SR Rumänien, UdSSR							± 0,05		± 0,02[2])	
	$\Delta \delta u$ in min									
SR Rumänien, UdSSR, ČSSR	± 0,1		± 0,25							
Ungarische VR[1]), DDR, VR Polen, SR Rumänien, UdSSR, ČSSR					± 0,15	± 0,07				
Ungarische VR, DDR, UdSSR, ČSSR							± 0,04	± 0,02	± 0,25	± 0,12

[1]) Meßwerte der Ungarischen VR nur bei 5 kV; [2]) Meßwerte nur bis 80 % der Nennspannung; [3]) Meßwerte nur bis 100 % der Nennspannung

Tafel 2. Nationale Vergleichsverfahren für Spannungswandler der einzelnen RGW-Mitgliedsländer

Land	Meßmethode	Prüfeinrichtung	Normal
VR Bulgarien	Differential-methode	2711/2723 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Tettex, Schweiz
Ungarische VR	Schering-Alberti	2700 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Österreich:
DDR	Schering-Alberti	Eigenbau ASMW	ohmscher Spannungsteiler bis 25 kV: ASMW
VR Polen	Schering-Alberti	2700 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Siemens, BRD und TuR, DDR
SR Rumänien	Ladestromvergleich von Kondensatoren	Komparator, Eigenbau JNMB	
UdSSR	Differential-methode	K 507 UdSSR	induktiver Spannungsteiler: WNIIASM
ČSSR	Differential-methode	2700 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Tettex, und Haefely Schweiz, TuR, DDR

— Nutzung eines vorhandenen staatlichen Etalons auf der Basis eines Stromkomparators mit einer Meßunsicherheit von etwa $1 \cdot 10^{-5}$
— Konzentration aller Strombereiche auf ein Land
— vorläufige Beschränkung auf den Bereich der Stromverhältnisse von 5/5 bis 1000/5.

Aufgrund guter meßtechnischer und organisatorischer Voraussetzungen, wurde das staatliche Etalon der ČSSR als RGW-Etalon bestätigt. Das ČSMU (Prag) wurde beauftragt, eine ausführliche Dokumentation[3]) des RGW-Etalons zu erarbeiten und bei zukünftigen Vergleichsmessungen, evtl. bei einem erweiterten Primärstrombereich von < 5 A bzw. > 1000 A, als Autor aufzutreten.

3.2 Spannungswandler

Die Vergleichsmessungen an Spannungswandlern ergaben bis zu einer Primärspannung von 25 kV eine Übereinstimmung der Länder von etwa $\pm 1 \cdot 10^{-4}$.
Es wurden für die Zukunft weite Vergleichsmessungen bis zu einer Primärspannung von 100 kV vereinbart[4]).
Bezüglich eines RGW-Etalons wurde festgestellt, daß
— gegenwärtig kein staatliches Etalon den Anforderungen eines RGW-Etalons gerecht wird
— weitere Forschungs- und Entwicklungsarbeiten notwendig sind
— nur ein Fundamentalverfahren (Spannungsteiler oder Stromkomparatorenverfahren) als RGW-Etalon geeignet ist.

Es wurde beschlossen, daß das WNIIASM (UdSSR, Tbilissi) federführend weitere Arbeiten zur Schaffung eines RGW-Etalons übernehmen wird[5]).

4. Zusammenfassung

Es werden Vergleichsmessungen sowohl an Strom- als auch an Spannungswandlern, die im Rahmen des RGW durchgeführt wurden, beschrieben. Die Ergebnisse sind übersichtsmäßig in Diagrammen bzw. Tabellen dargestellt. Die Übereinstimmung der Meßergebnisse der einzelnen RGW-Mitgliedsländer liegt bei etwa $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ für Strom- und bei etwa $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ für Spannungswandler.
Während für Stromwandler das staatliche Etalon der ČSSR als RGW-Etalon bestätigt wurde, sind auf dem Gebiet der Spannungswandler noch Entwicklungsarbeiten unter der Federführung der UdSSR zur Schaffung eines RGW-Etalons durchzuführen.

Literatur

[1] TGL 31542/16 Staatliche Etalons; Staatliches Etalon des Wechselstromverhältnisses für Stromwandler, Sept. 1979
[2] TGL 31543/16 Staatliche Etalons; Stromwandler der Primärströme 0,25 bis 8000 A; Prüfschema. Sept. 1979
[3] TGL 31542/20 Staatliche Etalons; Spezialnormal für elektrische Wechselspannungen der Frequenz 50 Hz im Bereich von 1 bis 700 kV. Jan. 1980
[4] TGL 31543/20 Staatliche Etalons; Meßmittel für die elektrische Wechselspannung der Frequenz 50 Hz im Bereich 1 bis 700 kV; Prüfschema. Jan. 1980
[5] Autorenkollektiv: UdSSR und DDR lösen Probleme der Hochspannungsmeßtechnik gemeinsam. Metrologische Abhandlungen des ASMW. (1981) 4, S. 13–16

EA 5362

[3]) Die Dokumentation wird gegenwärtig im Rahmen des RGW-Themas Nr. 01.750. 33-83 erarbeitet.
[4]) Im Rahmen des Regierungsabkommens Metrologie (RAM) zwischen der UdSSR und der DDR werden gegenwärtig Vergleichsmessungen an einem 110-kV-Wandler durchgeführt und im Rahmen des RGW-Themas 01.751.32-83 RGW-Vergleichsmessungen an Spannungswandlern bis 100 kV vorbereitet.
[5]) Im Rahmen des RGW-Themas 01.750.34-83 wird gegenwärtig die Ausarbeitung der technischen Aufgabe vorgenommen.

Qualitätssicherung durch konsequente Fehlerzahlprüfung an lackisolierten Wickeldrähten

F. Kielmann, KDT; Dresden

Im VEB Kombinat Elektromaschinenbau wird der Qualitätssicherung lackisolierter Wickeldrähte große Aufmerksamkeit zugemessen. Lackisolierte Wickeldrähte werden bei der überwiegenden Zahl der Niederspannungsmaschinen eingesetzt. Die Lackisolierung muß ein Eigenschaftsbild aufweisen, das den spezifischen elektrischen, mechanischen, thermischen und chemischen Anforderungen genügt. Den elektrischen Eigenschaften kommt eine Vorrangstellung zu, da letztlich jeder Wicklungsausfall in Form eines Windungs- oder Phasenschlusses ein elektrischer Ausfall der Drahtisolierung ist bzw. von einer Fehlstelle in der Drahtisolierung ausgehen kann.
Die konsequente Umsetzung dieser Erkenntnis verlangt auch eine Weiterentwicklung der bisher zum Nachweis von elektrischen Fehlstellen eingesetzten Prüftechnik. Ziel der Weiterentwicklung muß ein erhöhter Aussagewert des Prüfergebnisses, insbesondere auch des statistischen Aussagewertes sein.
Nachfolgend wird über ein im VEB Kombinat Elektromaschinenbau entwickeltes Prüfgerät und vorliegende Ergebnisse berichtet.

1. Bisherige Prüfverfahren

Bei der Fehlerzahlprüfung nach Standard TGL 200-1690/03 [1] und anderen international bekannten Vorschriften (IEC 251-1 [2]. DIN 46453 [3]) wird die Unterschreitung eines vorgegebenen Grenz-Isolationswiderstandes angezeigt, während der zu prüfende Lackdraht ein Prüfbad mit leitfähigem Umgebungsmedium durchläuft. Damit werden — abgesehen von extremen Fehlern wie blanken Stellen in der Lackisolierung — lediglich Fehlstellen mit erheblicher Änderung der Volumeneigenschaft „Isolationswiderstand" registriert

($U_{\text{prüf}} = 100$ V; $R_{\text{Grenz}} = 10$ kΩ).

Dr.-Ing. *Frieder Kielmann* ist Gruppenleiter im VEB Kombinat Elektromaschinenbau/Stammbetrieb Dresden, Direktionsbereich F/E.

Zur Gestaltung von Manuskripten für die Fachzeitschrift ELEKTRIE

Immer wieder erreichen uns Anfragen von Autoren, die wissen wollen, nach welchen Richtlinien Manuskripte für unsere Fachzeitschrift zu gestalten sind.
Deshalb möchten wir an dieser Stelle auf unsere ausführlichen

Hinweise für Autoren

verweisen, die wir **im nächsten Heft** (6/85) veröffentlichen. Sie können wesentlich zur einwandfreien Drucklegung Ihres Manuskripts beitragen, wenn Sie diese Hinweise genau beachten. Alle früheren Hinweise für Autoren zur Gestaltung von Manuskripten sind ungültig.
Auf Anforderung versenden wir Sonderdrucke dieser Richtlinie.

Die Redaktion

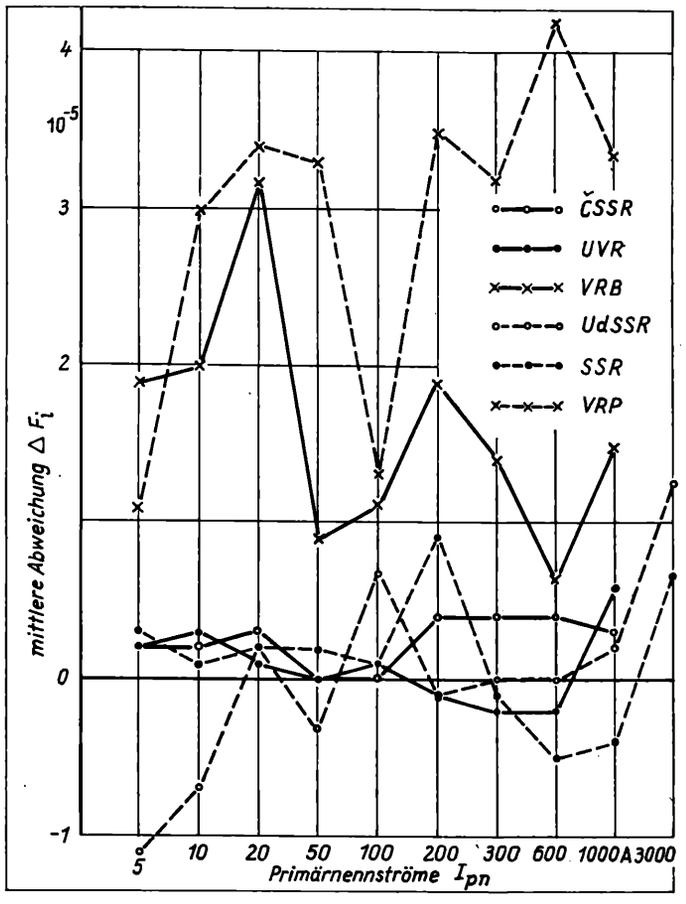


Bild 1. Mittlere Abweichungen der Stromfehler der Länder von denen der DDR ΔF_i für Primärnennströme I_{pn} von 5 bis 3000 A

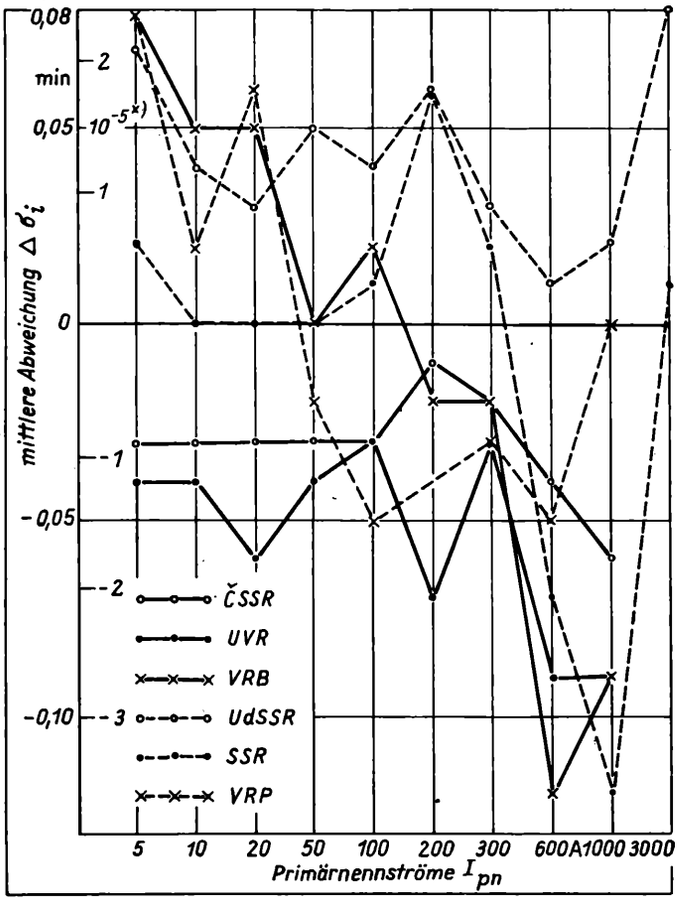


Bild 2. Mittlere Abweichungen der Fehlwinkel von denen der DDR $\Delta \delta_i$ für Primärnennströme I_{pn} von 5 bis 3000 A*) bezogen auf 1 rad

wurden in die Übersicht nicht aufgenommen, weil die Vergleichsnormale in der VR Bulgarien an nationale Normale der Klasse 0,03 angeschlossen wurden, deren Fehler nicht bekannt waren, die aber bei den Vergleichsmessungen nicht unberücksichtigt bleiben dürfen.

Aus der Tafel 1 geht hervor, daß eine Übereinstimmung der Meßergebnisse sowohl für den Spannungsfehler F_u als auch für den Fehlwinkel δ_u bei allen Primärspannungen bis 25 kV von besser als $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ für die Länder Ungarische VR, DDR und ČSSR vorliegt. Die Meßergebnisse der SR Rumänien und der UdSSR stimmen bis zu 5 kV mit dieser Ländergruppe ebenfalls mit $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ überein. Bei Primärspannungen von 10 bis 25 kV weichen die Meßergebnisse der SR Rumänien und der UdSSR von der erstgenannten Ländergruppe jedoch um mehr als $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ ab, stimmen untereinander aber mit $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ überein.

Aus der Übersicht ist ebenfalls zu erkennen, daß die Übereinstimmung der Meßwerte beim Ringvergleich, bei dem dieselben Wandler in allen beteiligten Ländern gemessen wurden, etwa um eine halbe Größenordnung besser ist als beim Sternvergleich, bei dem verschiedene Wandler jeweils nur in 2 Ländern gemessen wurden. Tafel 2 zeigt die Meßmethoden für die Spannungswandlermessung der einzelnen RGW-Mitgliedsländer einschließlich der verwendeten Prüfeinrichtungen und Normale.

3. Schlußfolgerungen

3.1. Stromwandler

Als Ergebnis der Vergleichsmessungen an Stromwandlern wurde von den Delegationen der RGW-Mitgliedsländer beschlossen, ein RGW-Etalon zu schaffen, das folgenden Bedingungen genügen sollte:

Tafel 1. Übersicht der Ergebnisse der Vergleichsmessungen an Spannungswandlern

Ländergruppe	Primärnennspannung in kV									
	1		3		5		10		25	
	Stern	Ring	Stern	Ring	Stern	Ring	Stern	Ring	Stern	Ring
	ΔF_u in 10^{-4}									
Ungarische VR[1]), DDR, VR Polen, SR Rumänien, UdSSR, ČSSR	± 1	± 0,35	± 0,8	± 0,4	± 0,8	± 0,05				
Ungarische VR, VR Polen[2]), SR Rumänien, ČSSR										
Ungarische VR, DDR, ČSSR							± 0,8	± 0,5	± 0,17[3])	± 0,03[3])
SR Rumänien, UdSSR							± 0,05		± 0,02[3])	
	$\Delta \delta u$ in min									
SR Rumänien, UdSSR, ČSSR	± 0,1		± 0,25							
Ungarische VR[1]), DDR, VR Polen, SR Rumänien, UdSSR, ČSSR					± 0,15	± 0,07				
Ungarische VR, DDR, UdSSR, ČSSR							± 0,04	± 0,02	± 0,25	± 0,12

[1]) Meßwerte der Ungarischen VR nur bei 5 kV; [2]) Meßwerte nur bis 80 % der Nennspannung; [3]) Meßwerte nur bis 100 % der Nennspannung

Tafel 2. Nationale Vergleichsverfahren für Spannungswandler der einzelnen RGW-Mitgliedsländer

Land	Meßmethode	Prüfeinrichtung	Normal
VR Bulgarien	Differential-methode	2711/2723 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Tettex, Schweiz
Ungarische VR	Schering-Alberti	2700 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Österreich:
DDR	Schering-Alberti	Eigenbau ASMW	ohmscher Spannungsteiler bis 25 kV: ASMW
VR Polen	Schering-Alberti	2700 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Siemens, BRD und TuR, DDR
SR Rumänien	Ladestromvergleich von Kondensatoren	Komparator, Eigenbau JNMB	
UdSSR	Differential-methode	K 507 UdSSR	induktiver Spannungsteiler: WNIIASM
ČSSR	Differential-methode	2700 Tettex, Schweiz	Spannungswandler: Tettex, und Haefely Schweiz, TuR, DDR

— Nutzung eines vorhandenen staatlichen Etalons auf der Basis eines Stromkomparators mit einer Meßunsicherheit von etwa $1 \cdot 10^{-5}$
— Konzentration aller Strombereiche auf ein Land
— vorläufige Beschränkung auf den Bereich der Stromverhältnisse von 5/5 bis 1000/5.

Aufgrund guter meßtechnischer und organisatorischer Voraussetzungen, wurde das staatliche Etalon der ČSSR als RGW-Etalon bestätigt. Das ČSMU (Prag) wurde beauftragt, eine ausführliche Dokumentation[3]) des RGW-Etalons zu erarbeiten und bei zukünftigen Vergleichsmessungen, evtl. bei einem erweiterten Primärstrombereich von < 5 A bzw. > 1000 A, als Autor aufzutreten.

3.2 Spannungswandler

Die Vergleichsmessungen an Spannungswandlern ergaben bis zu einer Primärspannung von 25 kV eine Übereinstimmung der Länder von etwa $\pm 1 \cdot 10^{-4}$.
Es wurden für die Zukunft weite Vergleichsmessungen bis zu einer Primärspannung von 100 kV vereinbart[4]).
Bezüglich eines RGW-Etalons wurde festgestellt, daß
— gegenwärtig kein staatliches Etalon den Anforderungen eines RGW-Etalons gerecht wird
— weitere Forschungs- und Entwicklungsarbeiten notwendig sind
— nur ein Fundamentalverfahren (Spannungsteiler oder Stromkomparatorenverfahren) als RGW-Etalon geeignet ist.

Es wurde beschlossen, daß das WNIIASM (UdSSR, Tbilissi) federführend weitere Arbeiten zur Schaffung eines RGW-Etalons übernehmen wird[5]).

4. Zusammenfassung

Es werden Vergleichsmessungen sowohl an Strom- als auch an Spannungswandlern, die im Rahmen des RGW durchgeführt wurden, beschrieben. Die Ergebnisse sind übersichtsmäßig in Diagrammen bzw. Tabellen dargestellt. Die Übereinstimmung der Meßergebnisse der einzelnen RGW-Mitgliedsländer liegt bei etwa $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ für Strom- und bei etwa $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ für Spannungswandler.
Während für Stromwandler das staatliche Etalon der ČSSR als RGW-Etalon bestätigt wurde, sind auf dem Gebiet der Spannungswandler noch Entwicklungsarbeiten unter der Federführung der UdSSR zur Schaffung eines RGW-Etalons durchzuführen.

Literatur

[1] TGL 31542/16 Staatliche Etalons; Staatliches Etalon des Wechselstromverhältnisses für Stromwandler, Sept. 1979
[2] TGL 31543/16 Staatliche Etalons; Stromwandler der Primärströme 0,25 bis 8000 A; Prüfschema. Sept. 1979
[3] TGL 31542/20 Staatliche Etalons; Spezialnormal für elektrische Wechselspannungen der Frequenz 50 Hz im Bereich von 1 bis 700 kV. Jan. 1980
[4] TGL 31543/20 Staatliche Etalons; Meßmittel für die elektrische Wechselspannung der Frequenz 50 Hz im Bereich 1 bis 700 kV; Prüfschema. Jan. 1980
[5] Autorenkollektiv: UdSSR und DDR lösen Probleme der Hochspannungsmeßtechnik gemeinsam. Metrologische Abhandlungen des ASMW. (1981) 4, S. 13–16

EA 5362

[3]) Die Dokumentation wird gegenwärtig im Rahmen des RGW-Themas Nr. 01.750. 33-83 erarbeitet.
[4]) Im Rahmen des Regierungsabkommens Metrologie (RAM) zwischen der UdSSR und der DDR werden gegenwärtig Vergleichsmessungen an einem 110-kV-Wandler durchgeführt und im Rahmen des RGW-Themas 01.751.32-83 RGW-Vergleichsmessungen an Spannungswandlern bis 100 kV vorbereitet.
[5]) Im Rahmen des RGW-Themas 01.750.34-83 wird gegenwärtig die Ausarbeitung der technischen Aufgabe vorgenommen.

Qualitätssicherung durch konsequente Fehlerzahlprüfung an lackisolierten Wickeldrähten

F. Kielmann, KDT; Dresden

Im VEB Kombinat Elektromaschinenbau wird der Qualitätssicherung lackisolierter Wickeldrähte große Aufmerksamkeit zugemessen. Lackisolierte Wickeldrähte werden bei der überwiegenden Zahl der Niederspannungsmaschinen eingesetzt. Die Lackisolierung muß ein Eigenschaftsbild aufweisen, das den spezifischen elektrischen, mechanischen, thermischen und chemischen Anforderungen genügt. Den elektrischen Eigenschaften kommt eine Vorrangstellung zu, da letztlich jeder Wicklungsausfall in Form eines Windungs- oder Phasenschlusses ein elektrischer Ausfall der Drahtisolierung ist bzw. von einer Fehlstelle in der Drahtisolierung ausgehen kann.
Die konsequente Umsetzung dieser Erkenntnis verlangt auch eine Weiterentwicklung der bisher zum Nachweis von elektrischen Fehlstellen eingesetzten Prüftechnik. Ziel der Weiterentwicklung muß ein erhöhter Aussagewert des Prüfergebnisses, insbesondere auch des statistischen Aussagewertes sein.
Nachfolgend wird über ein im VEB Kombinat Elektromaschinenbau entwickeltes Prüfgerät und vorliegende Ergebnisse berichtet.

1. Bisherige Prüfverfahren

Bei der Fehlerzahlprüfung nach Standard TGL 200-1690/03 [1] und anderen international bekannten Vorschriften (IEC 251-1 [2]. DIN 46453 [3]) wird die Unterschreitung eines vorgegebenen Grenz-Isolationswiderstandes angezeigt, während der zu prüfende Lackdraht ein Prüfbad mit leitfähigem Umgebungsmedium durchläuft. Damit werden — abgesehen von extremen Fehlern wie blanken Stellen in der Lackisolierung — lediglich Fehlstellen mit erheblicher Änderung der Volumeneigenschaft „Isolationswiderstand" registriert

($U_{\text{prüf}} = 100$ V; $R_{\text{Grenz}} = 10$ kΩ).

Dr.-Ing. *Frieder Kielmann* ist Gruppenleiter im VEB Kombinat Elektromaschinenbau/Stammbetrieb Dresden, Direktionsbereich F/E.

Zur Gestaltung von Manuskripten für die Fachzeitschrift ELEKTRIE

Immer wieder erreichen uns Anfragen von Autoren, die wissen wollen, nach welchen Richtlinien Manuskripte für unsere Fachzeitschrift zu gestalten sind.
Deshalb möchten wir an dieser Stelle auf unsere ausführlichen

Hinweise für Autoren

verweisen, die wir **im nächsten Heft** (6/85) veröffentlichen. Sie können wesentlich zur einwandfreien Drucklegung Ihres Manuskripts beitragen, wenn Sie diese Hinweise genau beachten. Alle früheren Hinweise für Autoren zur Gestaltung von Manuskripten sind ungültig.
Auf Anforderung versenden wir Sonderdrucke dieser Richtlinie.

Die Redaktion

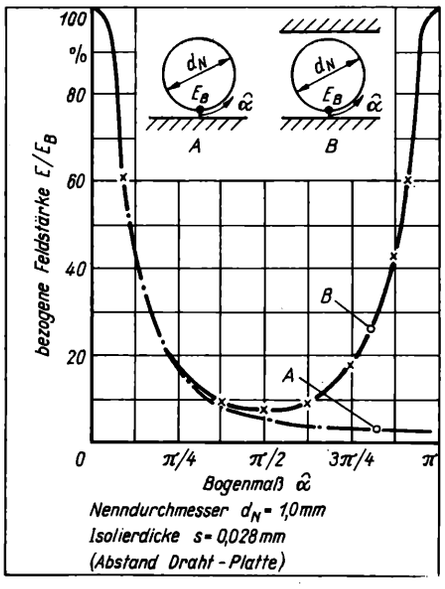


Bild 1. Feldstärkeverteilung mit ein und zwei Prüfrollen

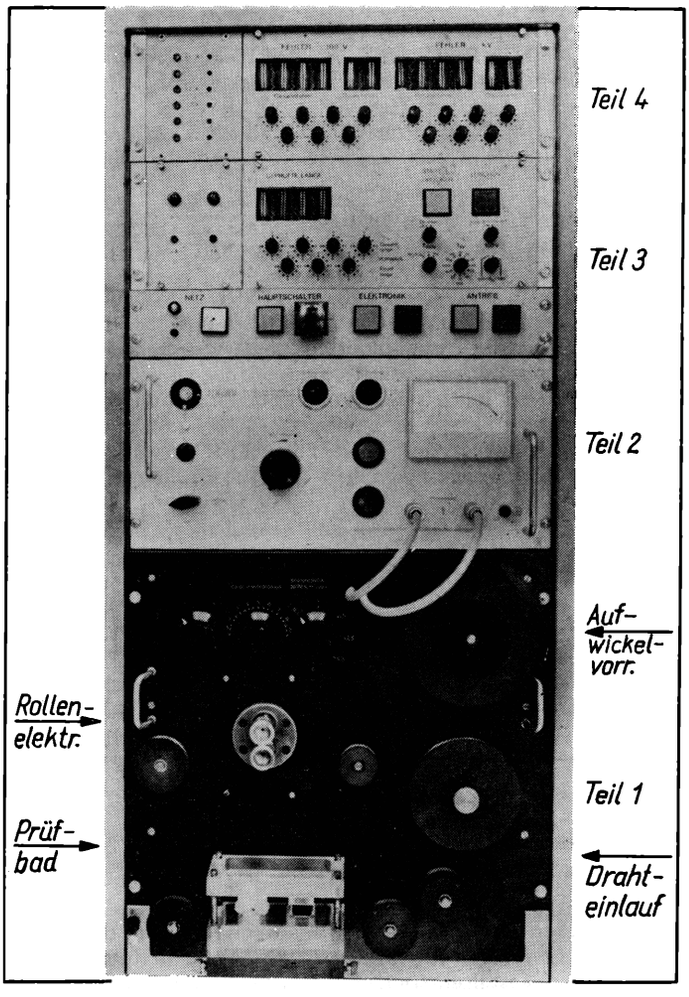


Bild 2. Fehlerzahlprüfgerät

Tafel 1. Mittlere Durchschlagspannung (Twistprüfung) und Fehlerzahl ($U_{prüf}$ gemäß Bild 3)

Drahtdurchmesser dN/mm	mittlere Durchschlagspannung (Twistpr.) (95 % – Vertrauensbereich) $Ud50$/kV	mittlere Fehlerzahl bei 30 m Bezugslänge h_{3u}
0,7	12,8 – 14,4	0,7
0,55	8,8 – 10,1	2,8
0,41	7,6 – 8,9	2,9
0,55	4,6 – 5,6	51
0,52	2,3 – 2,8	29

Dagegen führen bei der Prüfung auf Durchschlagspannung mit Hilfe von Twist-Prüflingen elektrische Schwachstellen je nach Schädigungsgrad zur differenzierten Absenkung der Durchschlagspannung. Nachteilig ist hier die relativ zeitaufwendige Herstellung der Twist-Prüflinge, so daß die Prüfung von vornherein auf einen sehr begrenzten Stichprobenumfang beschränkt bleibt und kaum eine wesentliche Steigerung des Prüfumfanges zuläßt.
Es bietet sich also an, die Prüfung auf Durchschlagspannung, d.h. eine Prüfung mit relativ hoher Spannung, kontinuierlich durchzuführen und damit an einer repräsentativen Drahtlänge den Nachweis der Fehlerfreiheit zu erbringen. Es wurde ein Prüfgerät entwickelt und gebaut, bei dem mit Hilfe einer geeigneten Prüfvorrichtung Typprüfungen bis zu 1000 m Drahtlänge kontinuierlich durchgeführt werden.

2. Prüfvorrichtung

Untersuchungen von *Sinemus* [4] und *Linsel/Klaus* [5] haben gezeigt, daß elektrische Fehlstellen in der Lackisolierung registriert werden können, wenn der Lackdraht über eine Rollenelektrode geführt und die Prüfspannung zwischen Rollenelektrode und Leiter in bestimmten Grenzen gewählt wird. Diese Prüfmethodik geht auf die Tatsache zurück, daß sich um den zu prüfenden Draht ein ausreichend starkes elektrisches Feld aufbaut, mit dem auch Fehlstellen erfaßt werden, die nicht unmittelbar an der Berührungsstelle zwischen Elektrode und Lackisolierung liegen.
Nach bisher vorliegenden Erkenntnissen ist jedoch bei der Prüfung mit nur einer Elektrode nicht sicher gewährleistet, daß auch Fehlstellen auf der Elektrode gegenüberliegenden Seite registriert werden, ohne daß dabei die fehlerfreie („gesunde") Lackisolierung zerstört wird. Es war deshalb naheliegend, für derartige Prüfungen ein Rollenelektrodensystem mit mehreren, räumlich versetzten Rollen anzuwenden. Als einfachste Variante wurde ein Zwei-Rollen-Elektrodensystem gewählt, bei dem der Lackdraht zwischen zwei sich gegenüberstehenden Rollen hindurchgeführt wird. Aus elektrischer Sicht war damit gegenüber der einzelnen Prüfrolle eine entscheidende Verbesserung der Feldstärkeverteilung zu erwarten. Das konnte anhand einer näherungsweisen Berechnung[1]), die maschinell nach der Potentialüberlagerungsmethode durchgeführt wurde, bestätigt werden (Bild 1). Zwischen den Rollen in der Umgebung der Stelle $\hat{\alpha} = \pi/2$ sind allerdings immer noch relativ niedrige Feldstärken vorhanden.
Eine noch gleichmäßigere Abtastung des ganzen Lackdrahtumfanges könnte erreicht werden durch:

— Hinzufügen weiterer räumlich versetzter Rollenpaare gleicher Konfiguration
— Anwendung von Rollen-Elektrodensystemen mit V-förmigen Rillen (Analog eines Vorschlages in der IEC [2]).

Diese Maßnahmen werden jedoch nicht für notwendig erachtet, da bei der gewählten Zwei-Rollen-Elektrodenanordnung die Prüfspannung zum Nachweis einer Fehlstelle am Ort $\hat{\alpha} = \pi/2$ sehr viel kleiner als die Durchschlagspannung am Ort $\hat{\alpha} = 0$ ist (siehe Bild 3). In Anbetracht des sehr kleinen Luftspaltes zwischen Prüfrolle und Lackdraht treten wahrscheinlich selbst bei relativ niedrigen Prüfspannungen stromschwache Glimmentladungen auf, die die Feldstärkeverteilung vergleichmäßigen.

3. Aufbau des Prüfgerätes

Das Fehlerzahlprüfgerät besteht aus 4 Baugruppen, die als Einschübe in einem Kastengehäuse angeordnet sind (Bild 2). Im mechanischen Teil (Teil 1) sind die gesamte Drahtführung, der Antrieb und die Aufwickelvorrichtung untergebracht. Der elektrische Teil besteht aus dem Steuerteil (Teil 3) und dem Elektronikteil für die Meßwerterfassung und -anzeige (Teil 4). Zu Vergleichszwecken kann ein Prüfbad zur Fehlerzahlprüfung nach Standard TGL 200-1690/03 (bzw. DIN 46453) in den Drahtlauf eingeschaltet werden, so daß Alternativ- aber auch Simulatanprüfungen möglich sind.
Läuft ein Fehler in die Prüfanordnung ein, so erfolgt ein Durchschlag, wobei der dabei fließende Strom zur Fehleranzeige führt. Der Durchschlagstrom selbst ist so weit durch Vorwiderstände be-

[1]) Für die Unterstützung bei den im Rahmen der Wissenschaftskooperation durchgeführten Feldberechnungen sei den Mitarbeitern der Sektion Elektrotechnik, Wissenschaftsbereich Hochspannungstechnik, der TU Dresden gedankt.

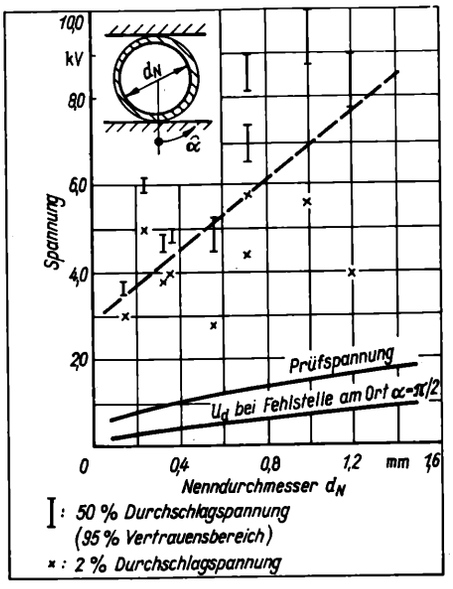


Bild 3. Durchschlagspannungen und Prüfspannungen bei Typ Le

grenzt, daß ein Ausbrennen der Schadstelle in der Lackisolierung vermieden wird. Solange sich der Fehler im Bereich hoher Feldstärke befindet, muß eine Mehrfachzählung ausgeschlossen werden. Das wird erreicht, in dem ein Taktgeber mit vorwählbarer Taktzeit die Anzeigebereitschaft erst dann wieder herstellt, wenn der Fehler den kritischen Einzugsbereich des elektrischen Feldes verlassen hat. Bei konstanter Drahtgeschwindigkeit $v = 0{,}30$ m/s (Festlegung in Anlehnung an TGL 200-1690/03) und Prüfspannungen im Bereich $U_{prüf} = 0{,}5 \cdots 2{,}0$ kV sind Taktzeiten von $10 \cdots 40$ ms erforderlich. Damit ist der minimale meßbare Fehlerabstand festgelegt. Er beträgt bei den genannten Bedingungen $3 \cdots 11$ mm, d.h., es sind Fehler in kürzerem Abstand meßbar, als vergleichsweise bei der bisherigen Badprüfung.

Um eine praxisnahe Beanspruchung zu gewährleisten, wird mit 50 Hz-Wechselspannung geprüft.

Der sinusförmige periodische Wechsel der Prüfspannung bedingt bei konstanter Drahtgeschwindigkeit auch eine sinusförmige Feldstärkeverteilung längs des Drahtes und damit eine ungleichförmige Beanspruchung. Dieser Effekt kann jedoch bei der hier vorgegebenen und kleineren Drahtgeschwindigkeiten vernachlässigt werden, da der Bereich hoher Feldstärke zwischen den Rollen hinreichend groß ist.

4. Kriterien für die Prüfspannungshöhe

Die Höhe der Prüfspannung bestimmt maßgeblich den Aussagewert des Prüfverfahrens. Folgende Bedingungen sind einzuhalten:

1. Die Prüfspannung muß mit Sicherheit kleiner als die Durchschlagspannung der Lackisolierung ohne Fehlstellen sein.
2. Alle Fehlstellen an beliebigem Ort des Drahtumfanges müssen angezeigt werden.

Mit der Wahl des Meßprinzips liegt fest, um welche Art „Fehler" es sich hier und im folgenden handelt. Es sind im wesentlichen Stellen mit verminderter oder restlos beseitigter Lackschicht, wobei es von der Prüfspannungshöhe abhängig ist, bis zu welchem Schädigungsgrad derartige Fehler registriert werden. Ursache der in der Regel lokal begrenzten Fehler können Beschädigungen von außen durch unsachgemäße Behandlung, extreme Oberflächenrauheiten auf dem Blankdraht aber auch chemisch-physikalisch bedingte Rißbildung sein.

Um die 1. Bedingung einzuhalten, wurde mittels Großzahlversuchen die Durchschlagspannung von üblichen Lackdrähten mit Polyester- und Polyesterimidisolierung bei Drahtstillstand gemessen (jeweils 50 Realisierungen pro Muster). Mit wachsendem Drahtnenndurchmesser steigt die Durchschlagspannung wie zu erwarten an, da auch die Isolierungsdicke zunimmt (Bild 3). Um die 2. Bedingung einzuhalten, muß gewährleistet sein, daß mindestens eine punktförmige „blanke Stelle" am Ort $\alpha = \pi/2$ registriert wird. Die dafür erforderliche Prüfspannung wurde experimentell ermittelt. Sie beträgt $200 \cdots 900$ V (Bild 3).

Da bei blanken Stellen die Prüfspannung gemäß Bedingung 1 viel kleiner als die 2 % Durchschlagspannung ist, können durch geeignete Wahl der Prüfspannungshöhe Fehlstellen mit beliebigem Schädigungswinkel angezeigt werden. So ergab sich z.B. auf experimentellem Wege diejenige Prüfspannung, mit der Fehlstellen an der Stelle $\alpha = \pi/2$ von mehr als 2/3 Eindringtiefe bezogen auf die Gesamtschichtdicke angezeigt werden (Bild 3, Kurve „Prüfspannung").

Mit dieser Prüfspannung wurden in großer Zahl Lackdrahtmuster kontinuierlich geprüft. Dabei zeigte sich ein sehr unterschiedliches Qualitätsniveau. Bezogen auf jeweils 300 m geprüfte Drahtlänge wurden mittlere Fehlerhäufigkeiten von z.B. $\bar{h} = 0{,}2/10$ m; $\bar{h} = 1{,}9/10$ m $\bar{h} = 2{,}3/10$ m gemessen [6].

Wie von vornherein zu erwarten war, besteht aufgrund der unterschiedlichen Wirkprinzipien und des unterschiedlichen Aussagewertes der Hochspannungsprüfung gegenüber der bisher üblichen Badprüfung keine Korrelation zwischen diesen beiden Verfahren. Obwohl also bei den aufgeführten Beispielen offensichtlich Schädigungen vorhanden waren, wurden im Ergebnis der Simultanprüfung keine oder nur einzelne Fehler im Na_2SO_4-Prüfbad registriert.

5. Anwendungen

Das oben beschriebene Prüfgerät wird zur Typ- und Stichprobenkontrolle für Lackdrähte in der Eingangskontrolle eingesetzt. Die elektrischen Eigenschaften der Lackisolierung werden damit weitaus sicherer als bisher beurteilt.

Aus der Anwendung ergibt sich die Erfahrung, daß ein Zusammenhang zwischen der mittleren Durchschlagspannung der Twistprüflinge und der Fehlerzahl des gleichen Drahtmusters besteht. So haben Muster mit relativ hohen Durchschlagspannungen sehr niedrige mittlere Fehlerzahlen und umgekehrt (Tafel 1). Danach ist es also möglich, mit Hilfe der neuentwickelten Fehlerzahlprüftechnik die Qualität der Lackisolierung in Relation zur Twistprüfung einzuschätzen, wobei eine wesentliche Verbesserung der statistischen Sicherung des Prüfergebnisses erreicht wird (500 m Prüflänge = etwa 1400 Twistprüflinge).

Weiterhin wird das Fehlerzahlprüfgerät zur Auswahl von geeigneten Lackdrähten bei besonderen elektrischen Beanspruchungen der Wicklung eingesetzt. Hierbei spielt das Problem der statistischen Sicherung eine dominierende Rolle. Die Prüfspannung für den Lackdraht wird so festgelegt, daß eine zur realen Beanspruchung der kompletten Wicklung äquivalente Prüfbeanspruchung entsteht.

6. Schlußfolgerungen

Unabhängig von der Notwendigkeit, bereits bei der Lackdrahtherstellung eine kontinuierliche Qualitätsüberwachung durchzuführen, wird in Zukunft die Bestätigung vorausberechneter und vereinbarter elektrischer Eigenschaften mit Hilfe geeigneter Verfahren an Bedeutung gewinnen. Mit dem vorgestellten Verfahren kann eine praxisnahe Prüfbeanspruchung gewählt werden. Dabei kommt es in zunehmenden Maße darauf an, die Prüfbeanspruchung von den konkreten Einsatzbedingungen abzuleiten und nicht nur wie bisher schlechthin eine Fehlerzahl nachzuweisen.

Aus den bisherigen Untersuchungen folgt, daß künftig neben der Angabe der mittleren Fehlerhäufigkeit auf die Registrierung der örtlichen Fehlerstellenverteilung hingearbeitet werden sollte. Dadurch wird die Entscheidung über die Eignung bestimmter Lackdrähte erleichtert.

Literatur

[1] Prüfung von Kabeln, Leitungen und Wickeldrähten. Standard TGL 200-1690/03

[2] Methods of test for winding wires. Part 1: Enamalled round wires IEC 251-1

[3] Wickeldrähte, Runddrähte aus Kupfer lackisoliert, Prüf- und Meßverfahren. Standard DIN 46453

[4] *Sinemus, E.:* Quasi zerstörungsfreie Lackdrahtprüfung. ETZ-B 26 (1974) 16, S. 408 – 410

[5] *Linsel, K.-H.; Klaus, R.:* Fehlererkennung in lackisolierten Wickeldrähten. ELEKTRIE, Berlin 31 (1977) 4, S. 207 – 209

[6] *Kielmann, F.; Brummack, J.:* Fehlerzahlprüfung an lackisolierten Wickeldrähten. Beitrag zum 25. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau 1980, Vortragsreihe „Elektrische Maschinen und Antriebsprobleme" S. 113 – 116

[7] *Kielmann, F.; Schuster, J.:* Zur Abschätzung der erforderlichen Durchschlagspannung zwischen lackisolierten Wickeldrähten bei elektrischen Maschinen mit vereinfachter Phasenisolierung. ELEKTRIE, Berlin 32 (1978) H. 10, S. 525 – 528

EA 5277

[2]) als Nachbildung einer Beschädigung „von außen"

Diskussionsbeiträge der DDR-Teilnehmer während der 30. Session in Paris 1984 (3. Teil und Schluß)

In ELEKTRIE Heft 1/85 wurden umfassende Berichte von der 30. Session der CIGRE — Paris 1984 — veröffentlicht. Mit den nachstehend abgedruckten Beiträgen (3. Teil) haben sich die Teilnehmer aus der DDR an den Fachdiskussionen beteiligt. Der 1. Teil ist im Heft 3/85, S. 115—117, der 2. Teil im Heft 4/85, S. 154—157, erschienen

Näheres über die Aufgaben, Ziele und die Struktur der CIGRE erfahren Sie im einleitenden Beitrag des Heftes 3/85 auf S. 83 von Prof. Dr.-Ing. O. Müller, Präsident des Nationalkomitees CIGRE der DDR.

Die Redaktion

Prüfungen zum Nachweis der Erdbebenfestigkeit verschiedener elektrischer Ausrüstungen

O. Müller, KDT, Zittau

Diskussionsbeitrag im SC 23

Der Nachweis der Erdbebenfestigkeit wurde für verschiedene elektrische Ausrüstungen für Umspannwerke, vorzugsweise für Trenner bis 245 kV, Wandler bis 420 kV und Mittelspannungs-Schaltanlagen durch eine große Zahl von Prüfungen erbracht. Diese Prüfungen erfolgten vorrangig nach der „sine beat method", gemäß den IEC-Empfehlungen, sie wurden sämtlich durch das IPH Berlin realisiert.

Bei den einzelnen Prüfungen wurde die Plattform-Beschleunigung zwischen 1 bis 6 m/s^2 variiert. Die Antwortspektren von 2 Prüfbeispielen — mit Wandlern für 72,5 kV und 420 kV sind in den Bildern 1 und 2 dargestellt. Bild 1 zeigt das Antwortspektrum eines 72-kV-Spannungswandlers mit einer maximalen „Kopf"-Beschleunigung von 30 m/s^2. Das Bild 2 zeigt das Antwortspektrum eines 420-kV-Stromwandlers, dessen maximale „Kopf"-Beschleunigung betrug dabei bis 7 m/s^2 [1]. Die jeweiligen Plattformbeschleunigungen sind in den Bildern angegeben. Beide Geräte sind sogenannte „Ein-Achsen-Schwinger". Sie zeigen bei allen Prüfungen — auch bei den höheren Plattformbeschleunigungen bis 6 m/s^2 — gleichartige Kennlinien für die Antwortspektren.

Wir können bestätigen, daß für diese „Ein-Achsen-Schwinger" die experimentell ermittelten Antwortspektren gut mit den Kennlinien übereinstimmen, die mittels geeigneter Berechnungsmethoden erzielt wurden, entsprechend den Aussagen des CIGRE-Berichts 23-09[1]).

Die erwähnten Berechnungsmethoden stellen für „Ein-Achsen-Schwinger" eine gute Bewertung bezüglich der Erdbebenfestigkeit dar.

Unsere Erfahrungen aus den Prüfungen mit den metallgekapselten Mittelspannungs-Schaltanlagen haben aber auch gezeigt, daß ein solch komplexes System mit den unterschiedlichsten Freiheitsgraden der Leistungsschalter, Trenner, Sammelschienen und Wandler sowie den verschiedenen festen Verbindungen zwischen diesen Geräten und dem kompletten Sekundärteil nur experimentell geprüft werden kann. Die Berechnungsmethode kann jedoch bei der Bewertung des Verhaltens der einzelnen Komponenten in einem „Mehr-Achsen-Schwinger" durchaus eine Unterstützung sein.

Prof. Dr.-Ing. *Ottmar Müller* ist Präsident des Nationalkomitees CIGRE der DDR.

[1]) Eine Zusammenstellung der Berichte von der 30. Session erfolgte in ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 1, S. 25 bis 38.

Literatur

[1] *Kosch, R.:* Einsatz von Elektroenergieausrüstungen in erdbebengefährdeten Gebieten. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 1, S. 21–24 EA 1897

Bewertung der Isolation von SF_6-isolierten Schaltanlagen mit Meßmitteln auf schwingungstechnischer Basis

O. Müller, KDT; Zittau F. Otto, KDT, Berlin

Diskussionsbeitrag im SC 23

Die Autoren des Berichtes 23-05 informierten über eine Reihe von experimentellen Ergebnissen, in denen ausgedrückt wird, daß eine Bewertung der Isolation von SF_6-isolierten Schaltanlagen mit akustischen Meßmitteln mit hoher Zuverlässigkeit möglich ist. An der Ingenieurhochschule Zittau wurden mit ähnlichen Meßmitteln vergleichbare Untersuchungen durchgeführt. Die eigenen Erkenntnisse bestätigen bzw. ergänzen die Prüfergebnisse des Berichtes 23-05, wie nachstehend berichtet werden soll.

Prof. Dr.-Ing. *Ottmar Müller* ist Präsident des Nationalkomitees CIGRE der DDR. Dr.-Ing. *Frank Otto* ist wissenschaftlicher Mitarbeiter im VEB TRO Berlin.

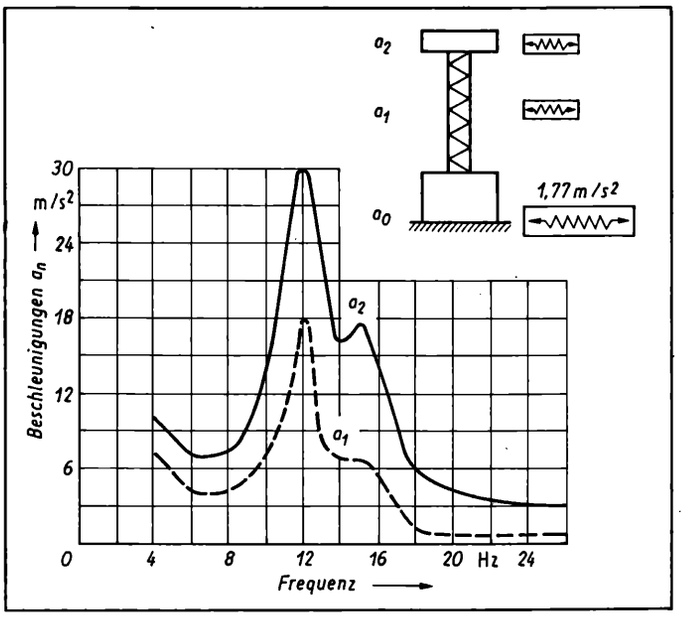


Bild 1. „sine beat"-Methode zur Bestimmung des Antwortspektrums eines 72-kV-Hochspannungswandlers

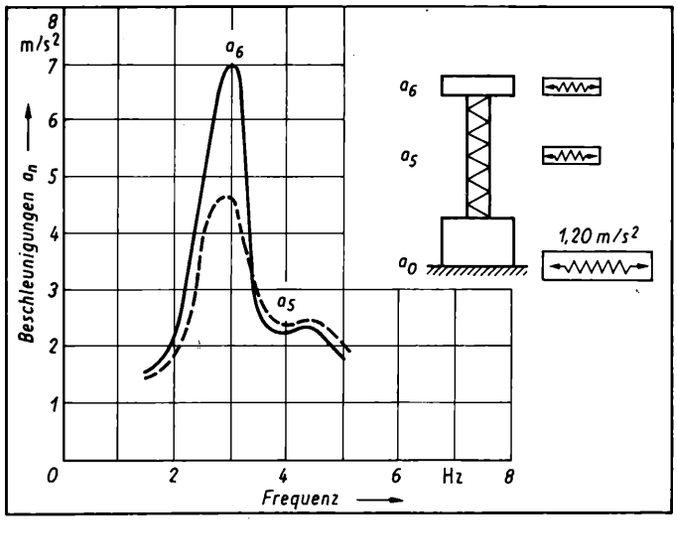
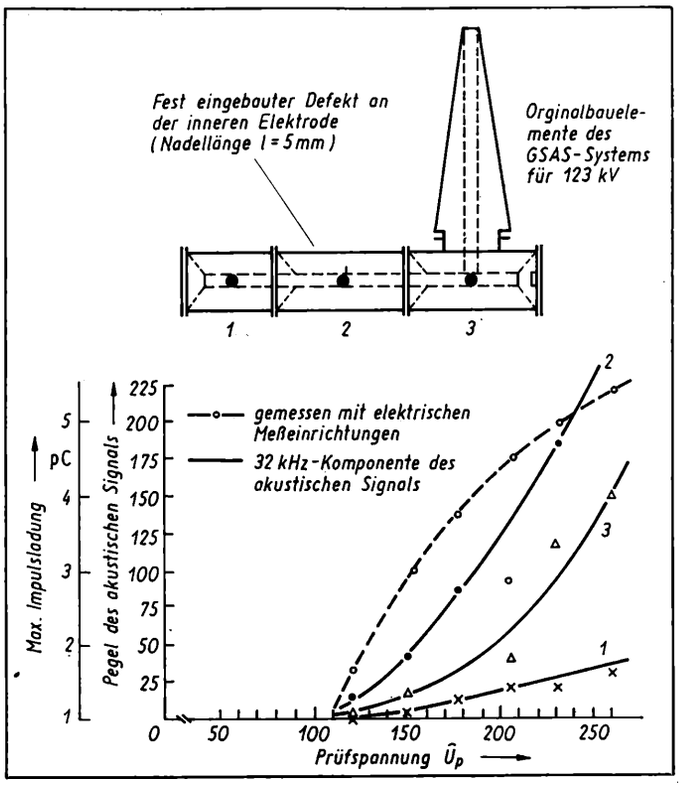


Bild 2. „sine beat"-Methode zur Bestimmung des Antwortspektrums eines 420-kV-Stromwandlers



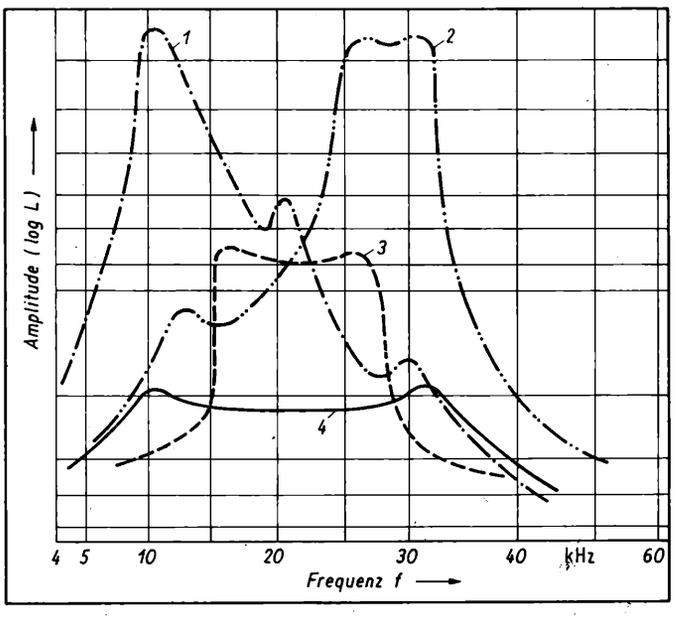


Bild 2. Amplituden-Frequenz-Kennlinien für verschiedene Arten von Fehlern
1 Feste Partikel auf dem Abstandshalter; *2* Freibewegliche Partikel; *3* Feste Störstelle auf der äußeren Elektrode; *4* Feste Störstelle auf der inneren Elektrode

Bild 1. Messung und Ortung von Teilentladungen mit Meßeinrichtungen auf schwingungstechnischer Basis

Im Bild 1 wird die Versuchsanordnung gezeigt, es sind Komponenten eines 123-kV-GIS-Systems mit einer auf der inneren Elektrode eingebauten ortsfesten Fehlerstelle. Diese Fehlerstelle bestand aus einer 5 mm langen Nadel. Die Ergebnisse nach Bild 1 zeigen deutlich, daß der Nachweis von Teilentladungen mit einer Impulsladung von etwa 1 pC, gemessen mit einem elektrischen Teilentladungs-Meßsystem, möglich ist. Die wesentliche Voraussetzung zur Erreichung dieser hohen Empfindlichkeit besteht darin, daß die Signalaufnehmer mit den akustischen Eigenschaften des Gefäßsystems gut abgestimmt sind. Die Deutung des gemessenen Signals ist noch schwierig, weil das Verhältnis vom elektrischem und akustischem TE-Kennwert von der gewählten Meßtechnik sowie von der speziellen Übertragungsstrecke des akustischen Signals und somit auch von der Art des Fehlers abhängt. Aber nicht nur die Erfassung der Teilentladung in einem geschlossenen System ist auf eine relativ einfache Art möglich, sondern auch deren Ortung. Bei der Ortung von Teilentladungen ist es erforderlich, daß der akustische Signalaufnehmer außen auf die interessierenden Gefäßteile aufgelegt wird. Die Kapselungssektion mit dem Fehler kann durch Vergleich der gemessenen Amplituden bei speziellen Eigenfrequenzen eindeutig bestimmt werden.

Wenn die Aufgabe besteht, die Art des Fehlers zu bestimmen, so ist auch dies möglich, wenn die Spektralkomponenten des akustischen Signals analysiert werden. Im Bild 2 sind repräsentative Amplituden-Frequenz-Kennlinien für die vier wesentlichen Fehlerfälle, die simuliert werden, gezeigt.

Gemäß den Ergebnissen von Bild 2 ergeben sich folgende charakteristische Eigenschaften

1. Bei ortsfesten Störstellen auf den Elektroden (Kurve *4*) dominiert die charakteristische Frequenz des Aufnehmers.
2. Liegen bewegliche Partikel in der Kapselung vor, so dominieren die Frequenzkomponenten mit mehr als 20 kHz (Kurve *2*).
3. Ortsfeste Störstellen auf dem Abstandshalter liegen vor, wenn die Frequenzkomponenten mit weniger als 20 kHz dominieren (Kurve *1*).
4. Ortsfeste Störstellen auf der Innenwand der Kapselung zeigen eine Frequenzkennlinie gemäß Kurve *3*.

Die dargestellten Ergebnisse wurden mit einer selbstentwickelten Meßeinrichtung zur Bewertung der Isolation von SF_6-isolierten Schaltanlagen erzielt. Diese neue Meßtechnik bereichert die technische Diagnostik von gekapselten Schaltanlagen. EA 1898

Statische und dynamische Festigkeit von Epoxidharzstützern bei Kurzschlußstrombelastung

H. Böhme, KDT; G. Stauch, KDT; B. Warttmann, KDT; Dresden

Diskussionsbeitrag im SC 23

Anläßlich der CIGRE-Tagung 1984 wurden Untersuchungen zum statischen und dynamischen Umbruch von 1 m langen Hochspannungs-Porzellan-Stützern veröffentlicht [1]. Aus der Sicht gleichartiger Untersuchungen an kürzeren Mittelspannungs-Epoxidharz-Stützern [2] sind folgende Ergänzungen nötig:

Bei Untersuchungen der Stromleitanordnungen mit Expoxidharzstützern zeigte sich, daß der zeitliche Verlauf der Belastung (der „Anregung des Systems"), hervorgerufen vom Kurzschlußstrom, und der Verlauf der mechanischen Beanspruchung des Isolators (der „Antwort des Systems") unterschiedlich sind. Ursache ist die von der Frequenz der Belastung (stationär 100 Hz) abweichende mechanische Eigenfrequenz des Systems. Die Eigenfrequenz wird bestimmt von der Massenverteilung und den Nachgiegigkeiten des Leiters, des Stützers und des Montageuntergrundes. Die mechanische Grundfrequenz lag im Bereich zwischen 40 Hz bis 60 Hz. Diese Frequenz bestimmt den Anstieg der mechanischen Beanspruchung nach Kurzschlußbeginn.

Der Bruch tritt vor oder im ersten Maximum der mechanischen Beanspruchung ein. Unsere Experimente (Bild 1) zeigen — im Gegensatz zu [1] — keinen signifikanten Unterschied zwischen den dynamischen Werten der Bruchranddehnung (o) und den unter statischen Bedingungen (•) erhaltenen Werten der Bruchranddehnung. Die dynamische und die statische Bruchranddehnung von Mittelspannungs-Epoxidharz-Stützern ist die gleiche.

Bezüglich der Versuchsdurchführung in [1] ist auf folgendes hinzuweisen. Der Anstieg der Versuchskraft besitzt etwa den Gradienten der mechanischen Belastung und ist damit zu hoch im Vergleich zu den praktischen Bedingungen. Dieser steile Anstieg kann höhere mechanische Grundfrequenzen des Stützers anregen, die eine geringe Differenz zwischen dynamischem und statischem Bruch hervorrufen. Wahrscheinlich wird es schwierig sein, dann den Ort der höchsten Beanspruchung ausfindig zu machen.

Typische Eigenfrequenzen von Hochspannungs-Sammelschienen-Anordnungen sind nur einige Hz. Diese Frequenzen bestimmen die Anstiegssteilheit der mechanischen Beanspruchung. Es ist anzunehmen, daß kein signifikanter Unterschied zwischen statischem und dynamischem Bruch existiert,

Prof. Dr. sc. techn. *Helmut Böhme* ist Inhaber des Lehrstuhls Hochspannungsgeräte und Dipl.-Ing. *Gert Stauch* ist wissenschaftlicher Assistent an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden. Dr.-Ing. *Bernhard Warttmann* ist Leiter der Abteilung Technik der TU Dresden.

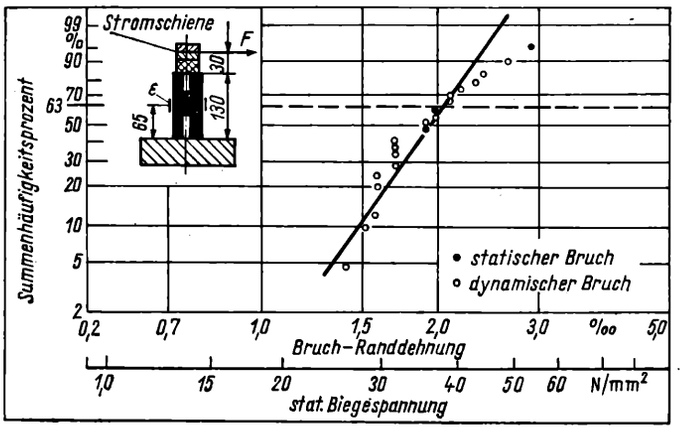


Bild 1. Statischer und dynamischer Bruch von Stützern GS 10/800

wenn man z.B. eine 10 Hz Beanspruchungsfunktion an einen 1 m langen Isolator anlegt oder diesen unter Betriebsbedingungen testet.

Literatur

[1] *Stein, N.;* u. a.: Dynamic behaviour and strength of high voltage substation post insulators under short-circuit loads. CIGRE-Session 1984, paper 23 – 12

[2] *Warttmann, B.:* Dynamische Kurzschlußbeanspruchung von Stützern in Schaltanlagen für 12 kV. ELEKTRIE, Berlin 34 (1980) 12, S. 626 – 628

EA 1899

Notwendige Kriechüberschlagstrecken abhängig von der statistisch verteilten Schmutzablagerung

H. Streubel, KDT, Hermsdorf

Diskussionsbeitrag im SC 33

Ausgehend von Messungen der Schmutzablagerung in 11 Umspannwerken mit unterschiedlichen Verschmutzungsarten (Chemie-, Kohle-, Zement- und Kraftwerksverschmutzung) und unterschiedlichen Verschmutzungsbedingungen (mittlere, starke und sehr starke Verschmutzung), die über einen Zeitraum von 2,5 Jahren mit Hilfe von Sonden an 36 ausgewählten Stellen jedes Isolators durchgeführt worden sind, wurden folgende Ergebnisse ermittelt:

— Isolatoren unter Betriebsspannung (Wechselspannung) verschmutzen etwa 1,6 bis 2,5mal mehr als im spannungslosen Zustand

— Kappenisolatoren verschmutzen etwa 1,5 bis 2,5fach stärker als Langstabisolatoren wegen der ungünstigeren aerodynamischen Verhältnisse und der höheren elektrischen Feldstärke infolge der Zwischenarmaturen

— Zylindrische Isolatoren mit großem Durchmesser verschmutzen geringer als solche mit kleinerem Durchmesser

— Kunststoff-Langstabisolatoren verschmutzen etwa gleich stark wie Keramik-Langstabisolatoren.

Dr.-Ing. *Harri Streubel* ist Hauptabteilungsleiter für Elektrokeramik im Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf.

Tafel 1. Minimale spezifische Kriechüberschlagstrecken

Verschmutzung		leicht	mittel	schwer	sehr schwer
Schichtleitfähigkeit	µS	5 – 10	10 – 15	15 – 25	25 – 40
Kunststoff-langstabisolator Strunkdurchmesser 35 mm	$\frac{mm}{kV}$	13	19	26	32
Porzellan-langstabisolator Strunkdurchmesser 75 mm	$\frac{mm}{kV}$	15	21	27	33
Kappenisolator	$\frac{mm}{kV}$	26	36	46	56

Die statistische Auswertung der Sondenmessungen ergab, daß die arithmetischen Mittelwerte der Schichtleitfähigkeit einer logarithmischen Normalverteilung entsprechen (Bild 1).

Im Gegensatz zu integral gemessenen Schichtleitfähigkeiten besitzen partiell gemessene Schichtleitfähigkeiten den Vorzug, daß sich die Dynamik des Wetterablaufes kurz vor der Messung in der Höhe der Meßwerte deutlich widerspiegelt (Bild 2) und daß die ungleichmäßige Fremdschichtverteilung mit erfaßt wird.

Aus den Messungen wurden die nach Tafel 1 notwendigen Kriechüberschlagstrecken ermittelt.

EA 1900

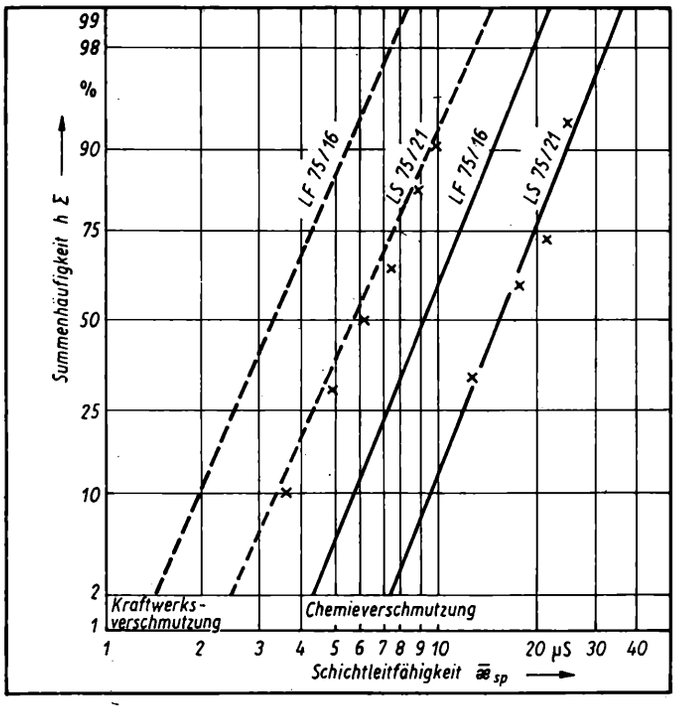
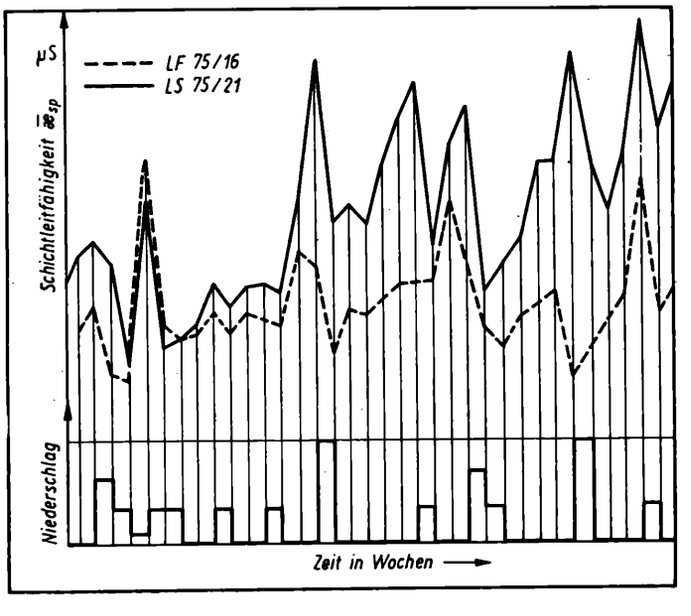


Bild 1. Verteilungsfunktion der Schichtleitfähigkeiten

Bild 2. Zeitliche Änderung der Schichtleitfähigkeiten



Zum Nachweis ortsfester Störstellen mit oszillierenden Impulsspannungen

W. Mosch, KDT; K. Petzold, KDT; Dresden

Diskussionsbeitrag im SC 33

Für SF_6-isolierte Schaltanlagen (GIS) mit Isolationsspannungen $U_m > 245$ kV stellen ortsfeste Störstellen auf den Elektroden gegenüber freibeweglichen Partikeln die gefährlichere Störstellenart dar. Das Ziel muß also sein, vor allem solche ortsfesten Störstellen durch Prüfungen zu erkennen. Zur Prüfung werden oszillierende Impulsspannungen vorgeschlagen, weil — vor allem im Hinblick auf eine Vor-Ort-Prüfung — mit einer Impulsspannungsanlage höhere Amplituden als beim aperiodischen Betriebsfall erzeugt werden können (Reiheninduktivität). Außerdem stellen oszillierende Spannungsimpulse die natürlichere Beanspruchungsart von GIS dar.

Um ortsfeste Störstellen nachweisen zu können, müssen für den zeitlichen Verlauf des oszillierenden Spannungsimpulses physikalisch sinnvolle Parameter festgelegt werden. Deshalb wurden Untersuchungen zum Durchschlagverhalten von GIS mit ortsfester Störstelle auf der Innenelektrode bei oszillierenden Impulsspannungen unterschiedlicher Scheitelzeit durchgeführt [1].

Es wurde festgestellt, daß der Durchschlag stets im Bereich des ersten Spannungsmaximums erfolgt und somit die Zeit bis zum Erreichen des ersten Scheitelwertes (t_{CR} time to crest) zur Beschreibung von Spannungsimpulsen unterschiedlicher Dauer ausreicht.

Bild 1a zeigt die Durchschlagspannung bei oszillierender Blitzspannung mit verschiedenen Scheitelzeiten und den zu einer GIS für 123 kV zugehörigen Prüfspannungspegel ($U_p = 550$ kV). Zwar steigt die Durchschlagblitzspannung mit zunehmender Scheitelzeit an, jedoch ist sie selbst bei kleinen Störstellen (z.B. $l_S = 2$ mm) noch deutlich geringer als die Prüfspannung.

Bei Prüfung mit oszillierenden Schaltspannungen dagegen (Bild 1b) erkennt man beim Vergleich mit dem zugehörigen Prüfspannungspegel ($U_p = 350$ kV), daß im gesamten untersuchten Scheitelzeitbereich keine Nachweismöglichkeit selbst von größeren ortsfesten Störstellen (z.B. $l_S = 10$ mm) besteht. Die relativ hohen Durchschlagschaltspannungen sind auf die Ausbildung von Glimmentladungen vor der Störstelle zurückzuführen. Mit zunehmender Scheitelzeit wird dadurch die Störstelle elektrisch immer stärker entlastet.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß zum Nachweis ortsfester Störstellen auf den Elektroden von GIS mit oszillierenden Impulsspannungen vorzugsweise Impulsspannungen mit Scheitelzeiten im Bereich von 3 bis 10 µs vorgesehen werden sollten.

Literatur

[1] *Petzold, K.; Schwarz, J.:* Durchschlagverhalten von SF_6-Isolierungen mit Störstellen an den Elektroden bei Belastung mit oszillierenden Impulsspannungen. ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 10, S. 375–377
EA 1901

Prof. Dr.-Ing. habil. *Wolfgang Mosch* ist Wissenschaftsbereichsleiter an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden. Dipl.-Ing. *Klaus Petzold* ist wissenschaftlicher Assistent im Wissenschaftsbereich Hochspannungstechnik der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden.

Bild 1. Prüf- (Up) und Durchschlagimpulsspannung einer GIS (GSAS 1-123) mit einer ortsfesten Störstelle auf der Innenelektrode ($p_{so} = 0{,}25$ MPa)

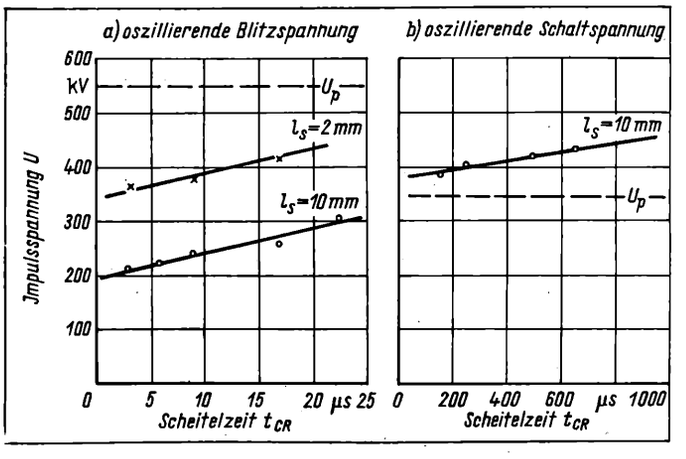


Bild 1. Stromimpulse bei Fremdschichtprüfungen
a) Typische Impulse
b) Bereiche für Amplitude und Dauer der Stromimpulse
c) Impulse für die Dimensionierung von TuR-Gleichspannungs-Prüfanlagen ▼

Steifheit von Gleichspannungs-Prüfanlagen bei Fremdschichtprüfungen

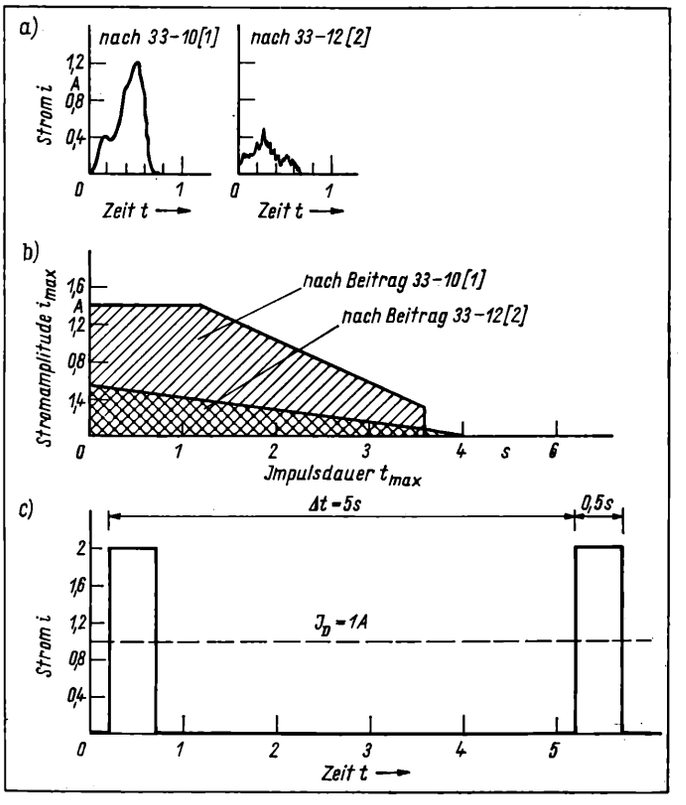
W. Hauschild, KDT; J. Spiegelberg, KDT; Dresden

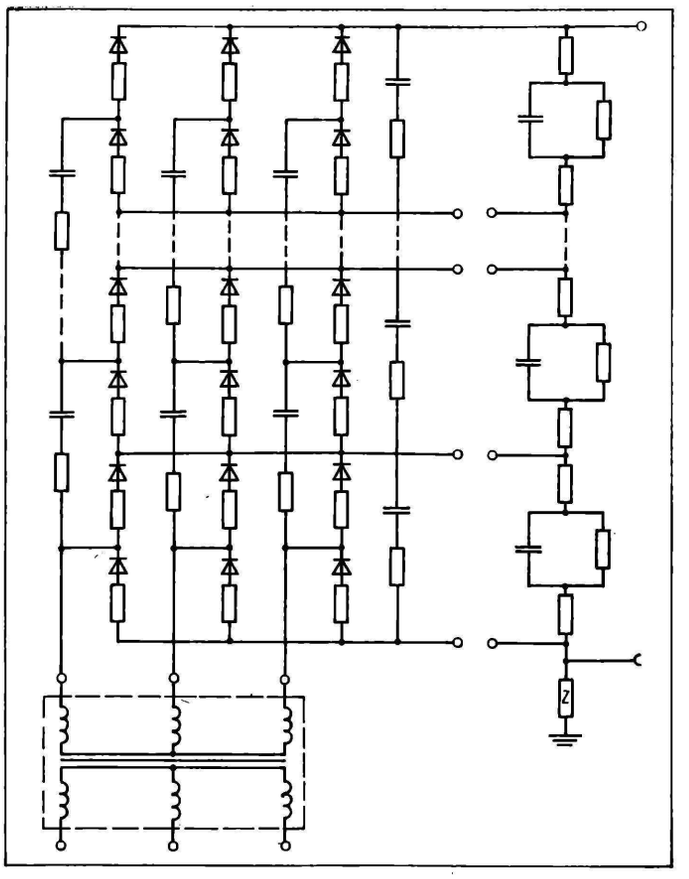
Diskussionsbeitrag im SC 33

Der Einfluß der Prüfanlagenparameter auf das Ergebnis von Fremdschichtprüfungen ist qualitativ bekannt, jedoch bestehen besonders bei Gleichspannung beträchtliche quantitative Unsicherheiten. Die Beiträge 33-10 [1] und 33-12 [2] geben wertvolle Anregungen, welche Steifheit von Gleichspannungs-Prüfanlagen zu fordern ist, um unabhängige Prüfergebnisse bei Fremdschichtprüfungen an Isolatoren, Durchführungen und Überwürfen für die Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung zu sichern. Die geforderte Steifheit einer Gleichspannungs-Prüfanlage bestimmt maßgeblich deren apparativen Aufwand, Raumbedarf und Kosten.

Die Beiträge 33-10 und 33-12 zeigen für Fremdschichten typische Stromimpulse (Bild 1a) und liefern außerdem Angaben, in welchen Bereichen Amplitude und Dauer der Stromimpulse zu erwarten sind (Bild 1b). Bezüglich der Dauer liefern beide Beiträge übereinstimmende Angaben einschließlich der wahrscheinlichsten Dauer $t_{D50} \approx 0{,}6$ s. Der japanische Beitrag 33-10 gibt jedoch Stromamplituden bis $i_{max} = 1{,}5$ A an, während die Amplitude nach Beitrag 33-12 den Wert $i_{max} = 0{,}5$ A nicht überschreitet. Als Ursache für diesen Unterschied können

Dr. sc. techn. *Wolfgang Hauschild* ist Leiter des Anlagenlabors, Dr.-Ing. *Jochen Spiegelberg* ist Technischer Leiter Anlagen im VEB Transformatoren- und Röntgenwerk „Hermann Matern" Dresden.





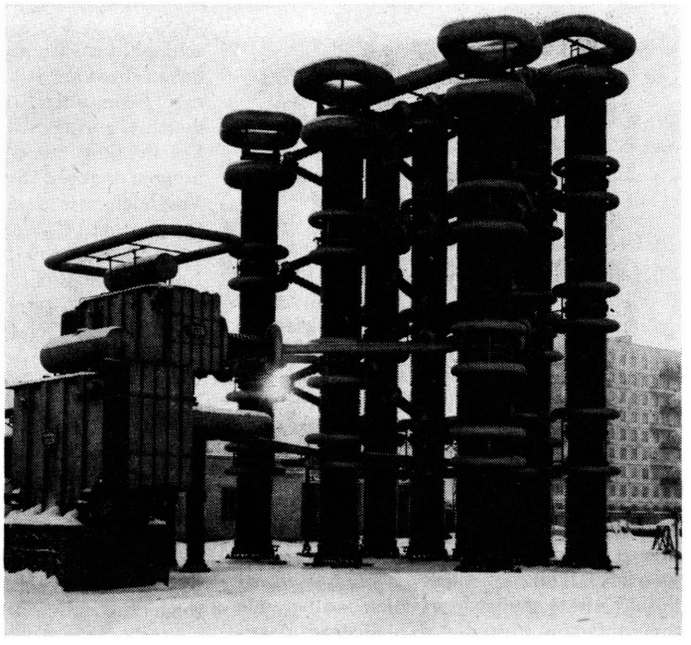


Bild 3. Gleichspannungs-Prüfanlage für 1250 kV und 1 A

Bild 2. Gleichspannungs-Prüfanlage in Dreiphasen-Zweiweg-Schaltung

die verschiedenen verwendeten Isolatoren, unterschiedliche Verschmutzungsverfahren, vor allem aber wohl unterschiedliche Steifheit der Gleichspannungs-Prüfanlagen vermutet werden.

Für die in Beitrag 33-12 beschriebenen Untersuchungen wurden extrem steife Prüfanlagen eingesetzt (Speisung mit einem 400-kV-Leistungstransformator bzw. mit einem 60-MVA-Generator im geregelten Betrieb). Solche Sonderanlagen sind extrem aufwendig. Eine ökonomische Lösung, um die erforderliche Steifheit der Gleichspannungsquelle zu erreichen, bietet die Anwendung einer Dreiphasen-Zweiweg-Vervielfacherschaltung (Bild 2) [3]. Eine Reihe solcher Gleichspannungs-Prüfanlagen wurde für Dauerströme von $I_D = 1$ A (kurzzeitig $I_Z = 2$ A) und für Stromimpulse mit einer Amplitude $i_{max} = 2$ A und einer Dauer $t_i = 0{,}5$ s bei einer Folgefrequenz von 0,2 Hz (Bild 1 c) dimensioniert und aufgebaut (Bild 3). Sie besitzen damit die erforderliche Steifheit, um auch bei Fremdschichtprüfungen zu erwartende maximale Stromimpulse (vgl. Bild 1 b) ohne unvertretbaren Spannungseinbruch bereitzustellen. Der Spannungsabfall bei 2-A-Impulsen ($t_i = 0{,}5$ s) ist kleiner als der als zulässig angesehene Wert $\Delta u = 10\,\%$, der „ripple factor" bei Nennstrom (1 A) ist kleiner 1,5 %. Um neben dem Gleichanteil auch transiente Vorgänge am Prüfling erfassen zu können, sind die Gleichspannungs-Prüfanlagen mit einem ohmsch-kapazitiven Spannungsteiler (Bild 2) ausgerüstet. Die Nennspannungen der bevorzugt für Freiluftaufstellung vorgesehenen Anlagen ergeben sich aus der Stufenspannung 450 kV, die spannungsmäßig größte Anlage hat die Nennspannung 2250 kV (5 Stufen). Die Typenreihe eignet sich auch zur Erzeugung von Mischspannungen aus Gleich- und Wechsel- bzw. Impulsanteilen.

Literatur

[1] *Kawamura, T.;* u. a.: DC pollution performance of insulators. CIGRE-Bericht 33-10, (1984)

[2] *Cortina, R.;* u. a.: Study of the dielectric strength of external insulation of HVDC systems and application to design and testing. CIGRE-Bericht 33-12 (1984)

[3] *Spiegelberg, J.:* Powerful DC and mixed voltage testing equipment up to 2.25 MV for outdoor installation. 4. th ISH, Athen (1983), 51.04 sowie ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 10, S. 368 bis 371

EA 1902

Berücksichtigung der Sättigung bei der Berechnung von Ausgleichsvorgängen

H. Pundt, KDT, Dresden

Diskussionsbeitrag im SC 38

An der TU Dresden, WB Elektroenergietechnik, wurde ein Programmsystem EMMA zur Berechnung von Ausgleichsvorgängen in Elektroenergiesystemen erarbeitet und bereits für die verschiedenartigsten Aufgabenstellungen eingesetzt [1] [2].

— Berechnung symmetrischer und unsymmetrischer Kurzschlüsse
— transiente Stabilitätsuntersuchungen
— Lastabwurf, Selbsterregung
— Synchronisation, Fehlzuschaltung u. a..

Prof. Dr.-Ing. habil. *Hans Pundt* ist Wissenschaftsbereichsleiter an der TU Dresden, Sektion Elektrotechnik.

Besonderer Wert wurde bei der Modellierung auf die Generatornachbildung gelegt, weil der Generator maßgebend die Ausgleichsvorgänge bestimmt.

Vergleichende Untersuchungen haben ergeben, daß bei Berücksichtigung der Hauptfeldsättigung das Modell mit den Ankerströmen und den subtransienten Läuferflußverkettungen optimal ist.

Dieses Modell enthält nur die Wirkwiderstände und Streuinduktivitäten, einschließlich der von *Canay* eingeführten doppeltverketteten Streuung zwischen Erreger- und Längsachsendämpferwicklung und die sättigungsabhängigen Hauptfeldinduktivitäten. Wir nennen dies die Eigenparameter des Generators.

Zur Berechnung der Eigenparameter aus den im allgemeinen gegebenen charakteristischen Zeitkonstanten (T_d', T_d'', T_q'') und Reaktanzen (X_d, X_q, X_d'', X_q'', X_d') wurde ein spezielles Programm entwickelt. Je nach der Aufgabenstellung wird mit dem vollständigen Generatormodell 7. Ordnung oder mit einem entsprechend in der Ordnung reduzierten Modell gerechnet.

Durch Vergleiche mit Messungen wurde die richtige Einbeziehung der Hauptfeldsättigung in das Parksche Maschinenmodell bestätigt wie die 3 verschiedenen Beispiele zeigen.

Bild 1 zeigt den Fall eines 3poligen Kurzschlusses an einem 50-kVA-Synchrongenerator. Vor dem Kurzschluß war der Generator auf Nennspannung erregt und damit relativ stark gesättigt. Das Oszillogramm zeigt die Klemmenspannung u_G, den Kurzschluß-

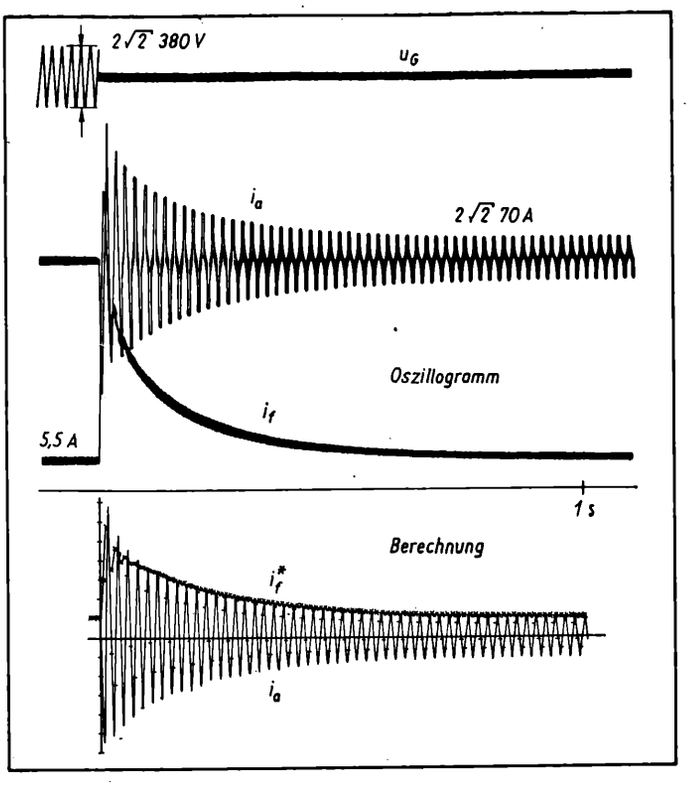


Bild 1. Kurzschluß an einem 50-kVA-Synchrongenerator

strom i_a im Leiter a und den Erregerstrom i_f. Die berechneten Verläufe im unteren Teil des Bildes stimmen gut mit dem Oszillogramm überein. Ohne Berücksichtigung der Entsättigung würde der Dauerkurzschlußstrom um 50 % zu groß berechnet werden.

Der Lastabwurf bedeutet für einen Kraftwerksblock eine kritische Beanspruchung je nachdem, ob eine längere Übertragungsleitung angeschlossen bleibt oder nicht. Bild 2 zeigt zunächst das Oszillogramm für die Generatorspannung u_G, Erregerstrom i_f und Erregerspannung u_f nach Abschalten der Einspeisung eines 220-MW-Kraftwerksblockes über eine 300 km lange 380-kV-Leitung ins Netz am Kraftwerk. Im Gegensatz zum Kurzschluß wird der Generator bei Entlastung weiter gesättigt, und die zeitweilige Spannungsüberhöhung wird durch die Sättigungscharakteristik begrenzt. Der berechnete Verlauf der Erregerspannung u_f zeigt im Rahmen der zu erreichenden Genauigkeit der erforderlichen Eingangsdaten gute Übereinstimmung. Wenn der Lastabwurf am Ende der Leitung erfolgt (Bild 3), so geht der Generator bedingt durch die hohe kapazitive Ladeleistung der Leitung in die Selbsterregung, was durch eine bleibende hohe Generatorspannung u_G und Spannung auf der Oberspannungsseite des Blocktransformators u_T gekennzeichnet ist (von den Spannungen ist jeweils die 2. Halbwelle auf dem Oszillogramm unterdrückt, um beide Spannungen besser darstellen zu können). Die eingetragenen Amplituden der Berechnung (x) zeigen auch hier gute Übereinstimmung. Ohne Berücksichtigung des Sättigungsverhaltens wäre dieser Vorgang nicht einmal qualitativ beschreibbar.

Es sollte mit diesen Beispielen gezeigt werden, daß im Programmpaket EMMA die Hauptfeldsättigung richtig berücksichtigt wird.

Literatur

[1] *Pundt, H.:* Berechnung von Ausgleichsvorgängen in Elektroenergiesystemen. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 9, S. 451 – 452

[2] *Oswald, B.:* Zur Auswahl des effektiven Generatormodells für die Berechnung elektromagnetomechanischer Ausgleichsvorgänge. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 9, S. 458 – 461 EA 1903

Berechnungen zum Lastabwurf auf Eigenbedarf

H. Pundt, KDT, Dresden

Diskussionsbeitrag im SC 39

Da die Betriebszuverlässigkeit des Elektroenergiesystems wesentlich erhöht wird, wenn Kraftwerksblöcke bei Nahfehlern nicht völlig, sondern nur auf Eigenbedarf abgefahren werden müssen, sind die großen Einheiten thermischer Kraftwerke auch in der DDR mit einem System zur automatischen Schnellentlastung ausgestattet. Es ist in Übereinstimmung mit Methode E entsprechend der Klassifizierung der WG 04 des SC 39, d.h. der Überschußdampf wird

Prof. Dr.-Ing. habil. *Hans Pundt* ist Wissenschaftsbereichsleiter an der TU Dresden, Sektion Elektrotechnik

Bild 2. Lastabwurf an einem 220-MW-Kraftwerksblock ohne Selbsterregung

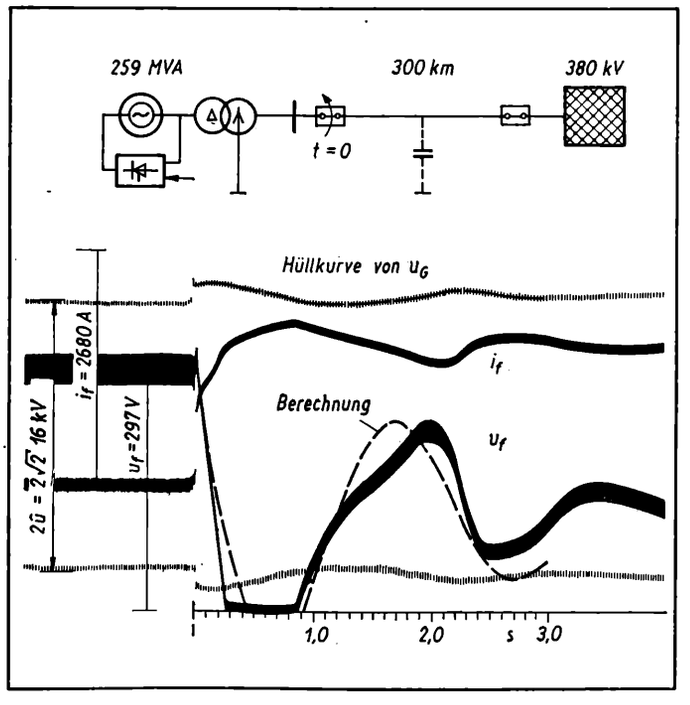
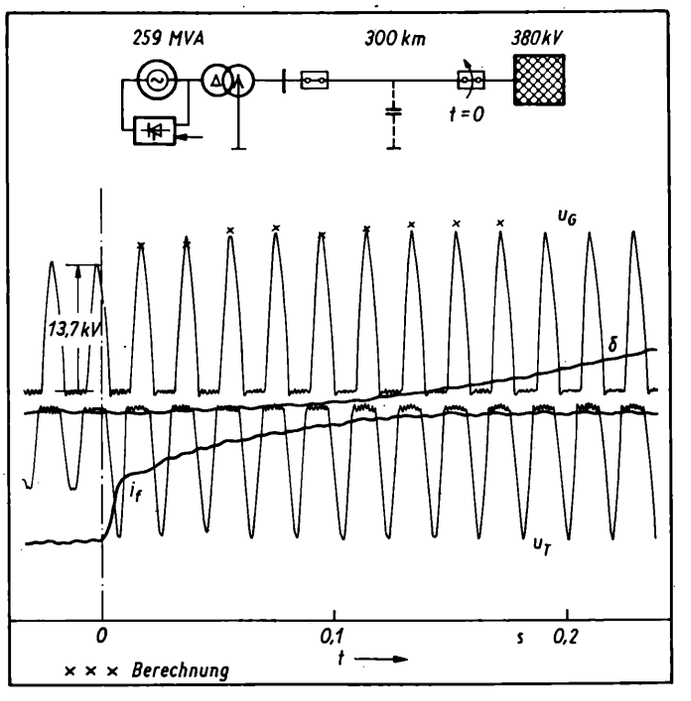


Bild 3. Lastabwurf an einem 220-MW-Kraftwerksblock mit Selbsterregung



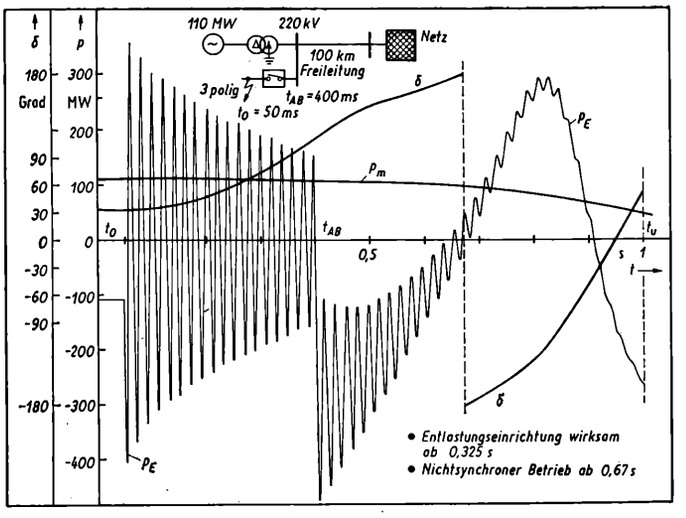


Bild 1. Verlauf der mechanischen und elektrischen Leistung sowie des Lastwinkels als Folge eines 3poligen Kurzschlusses (exakte Berechnung bis $t = 1$ s)

über einen Beipaß nach dem Überhitzer in den Kondensator geleitet [1]. Zur Vorbereitung eines Lastabwurfsystems ist es zweckmäßig, das Verhalten des Maschinensatzes zu berechnen. Bild 1 zeigt Ergebnisse der Berechnung der elektromagnetomechanischen Ausgleichsvorgänge nach einem 3poligen Kurzschluß an der 220-kV-Sammelschiene zum Zeitpunkt $t_0 = 50$ ms mit dem Digitalprogramm EMMA [2]. Man sieht die Schwingungen des Lastwinkels δ, der elektrischen Leistung p_E und der mechanischen Leistung p_m. Die 50-Hz-Schwingung in der elektrischen Leistung wird durch das Gleichglied im Ständer hervorgerufen. Der Kurzschluß wird zum Zeitpunkt $t_{AB} = 400$ ms abgeschaltet. Nach 0,67 s geht der Generator in den nichtsynchronen Betrieb über, während die Entlastungseinrichtung bereits wirksam ist. Nach etwa 1 s sind die 50-Hz-Schwingungen von p_E praktisch abgeklungen und es kann mit einem vereinfachten Generatormodell weitergerechnet werden; d.h., es wird vom Programm EMMA auf das Programm EMIL zur Berechnung von elektromechanischen Ausgleichsvorgängen umgeschaltet, um den weiteren Verlauf mit wesentlich größeren Integrationszeitschritten bis zu einem stabilen Nachhavariezustand effektiv berechnen zu können [2] [3] (Bild 2). Man erkennt, daß nach reichlich 1 s die mechanische Leistung auf 5 MW Eigenbedarf reduziert wurde und dadurch trotz zweimaligen Polschlupfes nach 1,3 s der synchrone Betrieb wieder erreicht wird. Nach etwa 4 s Haltezeit sind die Schwingungen von Lastwinkel und elektrischer Leistung nahezu abgeklungen, so daß ein Hochfahren auf Nennlast wieder erfolgen kann. Das Beispiel zeigt die Möglichkeiten auf, durch Kopplung zweier Programmpakete Ausgleichsvorgänge in Elektroenergiesystemen über einen längeren Zeitbereich exakt zu berechnen.

Literatur

[1] *Rumpel, D.:* Tripping to houseload. Bericht 39-03 der CIGRE 1984

[2] *Oswald, B.; Pundt, H.; Siegmund, D.:* Digitalprogram for the computation of electromagneto-mechanic transients in electric power system. 8th PSCC, Helsinki 1984

[3] *Erlich, I.; Pundt, H.:* Digital program for the simulation of electromechanic transients in the medium- and long-term range. 8th PSCC, Helsinki 1984

EA 1904

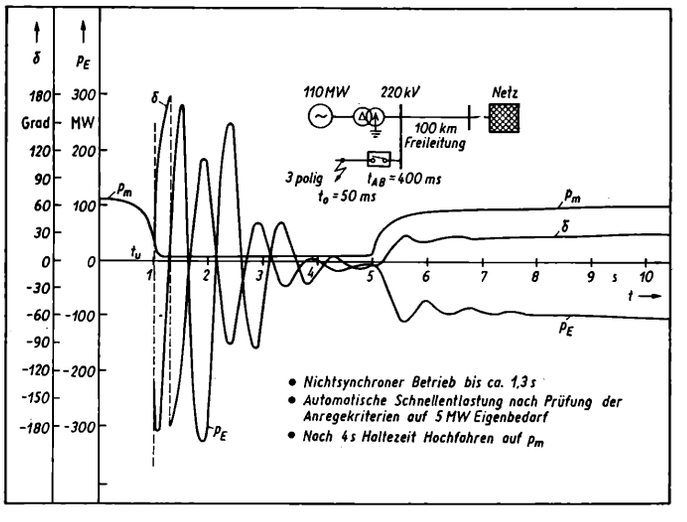


Bild 2. Verlauf der mechanischen und elektrischen Leistung sowie des Lastwinkels als Folge eines 3poligen Kurzschlusses (Berechnung des Lastabwurfes auf Eigenbedarf mit einem reduzierten Modell bis 10 s)

FACHTAGUNGEN

Moderne Technologien der Magnetkreisherstellung und der Stator- und Ankerwickeltechnik für Gleichstrommaschinen

TU DRESDEN

267. Elektrotechnisches Kolloquium der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden

Referent: Dr.-Ing. *K. Erler*
VEB Elektromaschinenbau Dresden, Elbtalwerk Heidenau

Leitung: Prof. Dr. sc. techn. *E. Paulig* TU Dresden, Sektion Elektrotechnik

Während des Kolloquiums, das am 19. 12. 1984 stattfand, berichtete Dr. *Erler*, daß im VEB Kombinat Elektromaschinenbau gegenwärtig eine neue Reihe Gleichstrommaschinen in die Produktion überführt wird. Das wesentliche äußere konstruktive Merkmal dieser neuen GM-Reihe ist mit dem Übergang zu einem vollgeblechten viereckigen Stator gegeben. Gleichermaßen wurden mit dieser neuen GM-Reihe die der Achshöhe zugeordnete Leistung erhöht und die Maschinenlänge verringert. Diese neuen konstruktiven Lösungen und die Realisierung der für die Steigerung der Arbeitsproduktivität gestellten Ziele erforderten die Entwicklung neuer Basistechnologien für die Magnetkörperherstellung, die Stator- und Läuferwicklungsherstellung.

Für die Fertigung des selbsttragenden verwindungssteifen Magnetkörpers wurde eine teilautomatisierte Dosier-, Paketier- und Schweißeinrichtung (Schweißmanipulator und Anwendung des MAG Schweißverfahrens) entwickelt, deren Flexibilität dem breiten Fertigungsprogramm Rechnung trägt.

Mit der Kettenwicklertechnik konnte ein neues Verfahren der Statorbewicklung eingeführt werden, das gegenüber der bisher bekannten Nadelwicklertechnik wesentliche Vorzüge hat. Neben den technologischen Vorteilen der gleichzeitigen Bewicklung von zwei Polen, der Realisierung eines gleichmäßigen Drahtzuges und der Verarbeitung größerer Drahtdurchmesser konnten auch wesentliche Leistungsreserven über die höhere Packungsdichte und kürzere Windungslänge der realisierten Lagenwicklung sowie eine bessere Wärmeabgabe der Wicklung erschlossen werden.

Für die Direktbewicklung des Läufers wurde mit dem W 140 ein Wickelautomat geschaffen, der durch entsprechend konstruierte Flyer in Verbindung mit einem umlaufenden Drahtablenksystem und auf dem Läufer aufliegenden Ablenksegmenten die Bewicklung von zwei- und vierpoligen Läufern mit bis zu vier parallelen Drähten im Durchmesserbereich von 0,2 mm bis 1,3 mm gestattet. In der Diskussion standen Fragen der konstruktiven Grundkonzeption der neuen Reihe Gleichstrommaschinen, der Wechselbeziehungen von Konstruktion und Technologie sowie spezielle Probleme des Verschweißens isolierter Elektrobleche im Mittelpunkt.

E. Paulig, Dresden

EA 1927

Zur Theorie der Steuerungssysteme

KARL-MARX-STADT TH

112. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt

Der Direktor der Sektion Automatisierungstechnik, Prof. Dr. sc. techn. *Manfred Kronberg*, konnte zu diesem Ehrenkolloquium anläßlich des 60. Geburtstages von Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Klaus Göldner* neben dem Jubilar Seine Magnifizenz Prof. Dr.-Ing. habil. *Manfred Krauß*, Rektor der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, sowie das Akademiemitglied Prof. Dr. rer. nat. habil. *Manfred Peschel* vom Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der Akademie der Wissenschaften der DDR und einen großen Kreis von Fachkollegen aus anderen Hochschulen und Instituten aber auch Vertreter unserer Praxispartner begrüßen.

In seiner Laudatio würdigte der Sektionsdirektor Prof. *Göldners* unermüdlichen Einsatz als Hochschullehrer und Forscher, seine Verdienste bei der Heranbildung des wissenschaftlichen Nachwuchses sowie seine umfangreiche Lehr- und Publikationstätigkeit. Prof. *Göldner* gehört zu der Generation, die das Wissenschaftsgebiet der Regelungstechnik nach dem zweiten Weltkrieg aufgebaut hat. Sein Wirken war durch Originalität in Forschung und Lehre gekennzeichnet.

Seine wissenschaftliche Arbeit erfolgte in jahrelanger enger gemeinsamer Tätigkeit mit Industriepartnern und Hochschullehrern in- und ausländischer Partnereinrichtungen. Sein unermüdliches schöpferisches Wirken zeigt sich nicht zuletzt darin, daß er es sich nicht nehmen ließ, an seinem Ehrentag das wissenschaftliche Kolloquium mit einem eigenen Beitrag zu eröffnen.

Nach ergreifenden Worten des Dankes, verbunden mit Erinnerungen an vergangene schwere, opferreiche aber auch fruchtbare Jahre, bedankte sich der Jubilar für kollegiale Zusammenarbeit, Unterstützung und nicht zuletzt bei seinen Lehrern, Prof. *Pfeiffer*, Prof. *Willers* und Prof. *Peschel* für kameradschaftliche Unterstützung und wissenschaftliche Profilierung.

In seinem „Beitrag zum Entwurf strukturumschaltender Systeme" griff Prof. *Göldner* eine spezielle Problematik aus dem Gebiet der robusten Regelungen heraus. Ziel ist die Beibehaltung günstiger Eigenschaften, auch bei Änderung vieler Einflußgrößen. Als Wege dahin bieten sich an:

- Polverschiebung bei der Zustandsregelung in wenig empfindliche Gebiete und Berechnung der Regelungskoeffizienten
- Parameteränderungen spielen nach Prof. *Wostrikov* (Novosibirsker Elektrotechnisches Institut) bei Regelkreisgliedern mit sehr großen Verstärkungsfaktoren keine bedeutsame Rolle.
- Strukturumschaltung, wie sie bereits von *Jemeljanov* dargelegt und von *Utkin* weitergeführt wurde.

Einen tragfähigen Weg, insbesondere für weiterführende Untersuchungen, liefert die Theorie nach *Ljapunov*, auf die bereits Prof. *Föllinger*, Karlsruhe, hinwies.

Für Untersuchungen zur Stabilität wurde auf die entsprechende Analyse nach *Ljapunov* verwiesen und das Schaltgesetz unter Voraussetzung bilinearer Ausdrücke erläutert. Anhand eines Beispiels demonstrierte Prof. *Göldner*, ausgehend von bestimmten Zustandsgrößen und Zustandsgleichungen für einen festgelegten Sattelpunkt die Wahl der Schaltlinien so, daß der instabile Bereich herausgeschnitten wird. Auf das Problem „stabile Gleitbedingung" wurde speziell eingegangen und an einem weiteren Beispiel die dreidimensionale Lösung erläutert. Abschließend kamen jedoch auch die besonderen Schwierigkeiten zur Sprache, die sich durch Störgrößeneinflüsse ergeben.

In einem zweiten Vortrag stellte Dozent Dr. *Ester* den „Entwurf von Steuerungen mit Methoden der mehrkriterialen Entscheidung" vor. Auf der Basis von Prozeßmodellen wird mit Hilfe der Polyoptimierung der manuelle oder automatische bzw. computerunterstützte Entscheidungsprozeß vollzogen, wobei zwei Anwendungsgebiete in der Automatisierungstechnik unterschieden werden:

- Entwurf von Steuerungen
- Automatisierung der mehrkriterialen Entscheidung im Steuerungsprozeß auf dem Wege der künstlichen Intelligenz.

Es sind drei unterschiedliche Fälle zu betrachten:

1. Bestimmtheit
2. Risiko
3. Unbestimmtheit.

Während der Lösung im ersten Fall prinzipiell nichts im Wege steht, beim zweiten Fall zumindest die statistischen Gesetzmäßigkeiten bekannt sind, liegt die Problematik des dritten Falles darin, daß keine statistischen Gesetzmäßigkeiten für die Lösung herangezogen werden können.

Existieren mehr als zwei Zielfunktionen einer Aufgabenstellung, so erfolgt die Lösung schrittweise im Dialog unter Anwendung der verallgemeinerten Methode antiparalleler Gradienten oder anderer Methoden. Für kontinuierliche bzw. zeitdiskrete Systeme wurde ein umfangreiches Programmpaket zur mehrkriterialen Analyse dynamischer Systeme entwickelt (EDMODYS). Letzteres gestattet allerdings nur die Lösung reiner Steuerungs-, also keiner Regelungsaufgaben.

Es wurden im weiteren verschiedene Anwendungsfälle genannt, wie

- optimale Auslegung von Kontaktgefrieranlagen
- optimaler Entwurf mechanischer Baugruppen mittels interaktiven Konstrukteurarbeitsplatzes
- optimaler Entwurf textiler Flächengebilde
- optimaler Entwurf linearer textiler Gebilde
- optimaler Entwurf von Vliestextilien
- Optimierung einer Veredelungstechnologie.

Prof. *Peschel* stellte im dritten Vortrag „Praktische Konsequenzen des Lotka-Volterra-Zuganges zur nichtlinearen Systemtheorie" neueste Forschungsergebnisse aus dem Problemkreis der Evolutionstheorie vor. Im Blickfeld stand hierbei die globale Funktion von Makromodellen in ihrer Dialektik von Wachstum und Strukturbildung. Bemerkenswerte Faktoren sind bei diesen Betrachtungen:

1. ausgeprägte Eigendynamik der Systeme und
2. daß diese Modelle sich eigene Ziele zu setzen scheinen.

Interessant bei den Konzepten der Wachstumsmodelle ist zunächst, daß ein logistisches Wachstum irreführend ist, weil die Bremswirkung in der intensiven Phase negiert wird. Das anfangs extensive Wachstum fordert wiederum Konkurrenzerscheinungen heraus. Die Wachstumsrate wird durch äußere Einflüsse gesteuert, womit der Rahmen für das funktionelle Verhalten gegeben ist. Struktur und Funktion von Wachstumsmodellen gehören untrennbar zusammen.

Die Strukturen ökologischer Systeme wiederum setzen sich aus Ketten bzw. Zyklen zusammen, wobei die ersteren dominieren. Vorausgesetzt, ein System lasse sich durch gewöhnliche stetige Differentialgleichungen beschreiben, so läßt sich durch zusätzliche Zustandsgrößen jedes Makromodell in ein Lotka-Volterra-Modell transformieren, woraus jeweils Erkenntnisse über die prinzipiellen Entwicklungstendenzen zu gewinnen sind.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 1868

Drehmoment und Strom einer Asynchronmaschine bei Betrieb am Stromwechselrichter

113. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt

Der Dekan der Fakultät Elektroingenieurwesen, Prof. *Budig*, begrüßte zu dieser Thematik den polnischen Gast unserer Sektion von der Berg- und Hüttenakademie Krakow, Herrn Dr.-Ing. *Jan Rusek*, als Referenten.

Ausgehend vom stationären Betriebszustand der Asynchronmaschine begründete Dr. *Rusek* den mathematischen Ansatz seines Gleichungssystems und die Aufstellung der Transformationsmatrizen sowie den Zusammenhang der Fourierkomponenten von Strom und Spannung in der stationären Grundgleichung.

Es folgten Erläuterungen zur Anwendung der Hypermatrizenschreibweise, wobei zunächst keine Einschränkungen hinsichtlich der Symmetrie der Schwingungen berücksichtigt wurden. Bei der Aufstellung des 1. und 2. Untersystems ging der Referent von der Voraussetzung ständersymmetrischer Komponenten aus.

Nach Bestimmung der Läufer- und Ständerstromkomponenten mit Hilfe der eingangsdargelegten Ausgangsgleichungen ging Dr. *Rusek* näher auf die Momentenberechnung ein. Am Beispiel einer Asynchronmaschine der Polpaarzahl $p = 2$ und der Nutenzahl $N = 28$ erfolgte die Schilderung des Lösungsweges und die Angabe der Verläufe der Phasenströme im Leerlauf und unter Last. Weiterhin wurde auf räumliche und zeitliche Oberschwingungen sowie deren Ordnungszahlen eingegangen. Besonderes Augenmerk richtete der Referent auf die gewonnene Erkenntnis, daß der Momentenverlauf im Prinzip von der Schaltungsart des Ständers (Stern- oder Dreieckschaltung) unabhängig ist. Sämtliche Betrachtungen beruhten auf der Verwendung eines stromeingeprägten Wechselrichters.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 1869

Anlagenauslastung und Zuverlässigkeit — Grundforderungen an eine effektive Elektroenergiefortleitung

IX. Kolloquium des VE Kombinates Verbundnetze Energie

Unter diesem Rahmenthema wurde am 26. und 27. 4. 1984 das von der KDT-Betriebssektion des VE Kombinates Verbundnetze Energie (VE KVE) veranstaltete IX. Kolloquium durchgeführt. Damit konnte der 1964 begonnenen Veranstaltungsreihe bereits eine 20jährige erfolgreiche Tradition bestätigt werden.

Mit dem Kolloquium wurden — wie bereits 1982 — die guten Möglichkeiten der Zusammenarbeit zwischen den Kombinatsbetrieben durch die Einbeziehung des VEB Energiebau und des Instituts für Energieversorgung voll genutzt.

Die Leitung der Veranstaltung oblag dem Vorsitzenden der KDT-Betriebssektion, Dr.-Ing. *D. Markusch*. Vorbereitung und Durchführung wurden vom bereits langjährig bewährten Organisationsstab reibungslos bewältigt. Das Museum für Deutsche Geschichte gab traditionsgemäß auch diesmal der Veranstaltung mit ihren 278 Teilnehmern aus 61 Betrieben und Institutionen den gewohnt würdigen äußeren Rahmen.

Mit zwei Einführungsvorträgen vom Generaldirektor des VE KVE, Dipl.-Ing. *H. Knaack*, sowie vom 1. Prorektor der Ingenieurhochschule Zittau, Prof. Dr. sc. techn. *E. Muschick*, wurde die Veranstaltung eingeleitet. Die nachfolgenden 21 Kurzvorträge und Diskussionen waren entsprechend dem genannten Thema den Komplexen

— Bau und Gestaltung von Umspannwerken und Netzen
— Auslastung von Betriebsmitteln
— Betrieb von Anlagen

zugeordnet.

Alle Vorträge und die Diskussionen unterstrichen eindeutig die zunehmende Bedeutung der Anlagenauslastung und Zuverlässigkeit bei der Lösung der zukünftigen Übertragungsaufgaben im Höchstspannungsnetz der DDR.

Neue Aspekte der Anlagengestaltung ergeben sich insbesondere durch die vorzubereitende Leistungsabführung von 1000-MW-Generatoren, weitere Anlagenvereinfachungen (SS-Raum der 110-kV-Anlagen in VUW), Aktivitäten zur Senkung der Netzverluste und allgemein höhere Zuverlässigkeitsforderungen.

Methoden und Ergebnisse zur erhöhten Anlagen- und Geräteauslastung waren bereits Gegenstand des VII. Kolloquiums. Zu diesem Komplex war es möglich, wiederum neue Ergebnisse vorzustellen:

Stochastik der Kurzschlußbeanspruchungen zur Verschiebung von Kurzschlußfestmachungen, Leistungserhöhungen von Transformatoren, Probleme der Leiterseile im Sammelschienenraum und bei Erdseilen sowie bei Druckluftanlagen.

Im Komplex „Betrieb von Anlagen" wurden u.a. der führende Stand des KVE auf dem Gebiet der Vermeidung langwelliger Leiterseilschwingungen durch Separatoren, TVW und Fremdschichtsprophylaxe sowie die hohen Leistungen der Werktätigen bei der Realisierung der Maßnahmen sichtbar. Neben der Wartung und Instandhaltung sowie Prophylaxe kommt auch der Aus- und Weiterbildung der Werktätigen hohe Bedeutung bei der zuverlässigen Betriebsführung zu. Aus der Vielzahl der neuen Gedanken werden für die Zukunft insbesondere folgende interessant:

— Kann eine sogenannte Optimalwertdimensionierung an die Stelle der konventionellen Maximalwertdimensionierung treten?
— Ist die Vorgabe und Ermittlung technisch-ökonomisch optimaler Zuverlässigkeitskenngrößen für Betriebsmittel und Anlagen (z.B. Freileitungen) in Abhängigkeit von Investitionskosten und Betriebskosten möglich?
— Wie können mit Fortschreiten der Mikroelektronik Anlagenüberwachung und Fehlerfrüherkennung sowie ein „intelligenter" Überlast- und Antihavarieschutz realisiert werden?
— Es muß die Rolle der Ökonomie bei der Darstellung der Forschungsergebnisse deutlicher und umfassender berücksichtigt werden. Hierzu sind methodische Vorgaben nötig.

Die Ergebnisse des IX. Kolloquiums des KVE haben gezeigt, daß die Durchführung und das gewählte Thema der Aufgabe einer aktuellen Orientierung im Fachgebiet unter Einbeziehung der Kooperationspartner des KVE und der notwendigen Information und Weiterbildung der Fachkollegen voll entsprochen haben.

Ausgewählte Beiträge des Kolloquiums werden in der Zeitschrift „das verbundnetz" veröffentlicht.

Beiträge

- *H. Knaack*, (KVE): Entwicklung und Betrieb des 380/220-kV-Netzes in Wechselwirkung zwischen Anlagenauslastung und Zuverlässigkeit der Elektroenergiefortleitung
- *E. Muschick* (IHZ): Praktische und theoretische Aspekte zur Effektivität der Elektroenergieübertragung
- *M. Rösener; K.-H. Friebel* (KVE/VNE): Leistungsabführung von 1000-MW-Generatoren
- *H.-G. Müller* (IfE/ZRE); *B. Neumann* (KVE/VNE); *H. J. Reddmann* (KVE/VNE): Optimierung des Netzausbaus und des Blindleistungshaushaltes als Beitrag zur Senkung der Netzverluste
- *H. Dörr* (KVE/VNE); *W. Morgenstern* (KVE/EB): Ergebnisse der Effektivitäts- und Zuverlässigkeitserhöhung von Hochspannungsfreileitungen
- *W. Schaufel* (KVE/EB): Weiterentwicklung von 380- und 220-kV-Schaltanlagen
- *H.-J. Wismar* (KVE/IEV); *K.-H. Friebel, H. Würtz* (KVE/VNE): 110-kV-Anlagenvereinfachung im vereinfachten Umspannwerk
- *R. Lehmann* (KVE/IEV); *F. Berger* (KVE/VNE): Anwendung der stochastischen Simulation zur Berechnung von Kurzschlußstrombeanspruchungsverteilungen
- *G. Stegemann* (KVE/VNE); *L. Pscherer* (IHZ): Statistische Bestimmung hoher Kurzschlußstrombeanspruchungen von Leistungsschaltern
- *H. Bernhard* (KVE/VNE); *P. Giert* (TRO): Höhere Auslastung von Großtransformatoren durch Erhöhung der Kühlleistung
- *P. Reinhardt* (KVE/EB): Erhöhung der Strombelastbarkeit von Leiterseilen in Hochspannungsschaltanlagen
- *M. Müller* (KVE/VNE): Erdseilquerschnitte bei Anwendung der TFE-Technik
- *W. Wiedemann* (KVE/EB): Rekonstruktion und Weiterentwicklung der Druckluftanlagen in Umspannwerken
- *G. Henkel; H. Müller* (KVE/VNE): Der Beitrag des Netzschutzes zur Verbesserung der Auslastung von Betriebsmitteln
- *D. Langmacker* (KVE/VNE): Einsatz von Separatoren auf Freileitungen zur Verhinderung von Störungen durch Seiltanzen
- *G. Albrecht; H. Beier* (KVE/IEV): Klassifizierung von Isolierungen unter Fremdschichtbedingungen
- *W.-D. Diebels; J. Mathes; H.-J. Stoye* (KVE/IEV): Rauschanalyse an Spannungswandlern
- *D. Hustig; A. Kögler* (KVE/VNE): Aus- und Weiterbildung der Werktätigen als Bestandteil der Zuverlässigkeit der Elektroenergieübertragungsanlagen
- *D. Kaste; M. Haase* (KVE/VNE); *W. Hillig* (KVE/IEV): Erreichter Stand und Anwendungsperspektive der Nutzung der Transformatorenverlustwärme
- *H. Funcke; W. Schäfer* (KVE/IEV); *H. Delorme* (KVE/VNE): Wärmepumpenheizzentrale auf der Basis von Sorptionswärmepumpen

G. Stegemann, Berlin EA 1866

Galvanotechnik

5. Informationstagung

Der Arbeitsausschuß (AA) Galvanotechnik Leipzig/Halle in der Bezirksfachsektion Elektrotechnik/Elektronik der KDT Leipzig entwickelt zahlreiche Aktivitäten. Dabei stehen Zusammenkünfte, Beratungen und Exkursionen immer im Zeichen des Informations- und Erfahrungsaustausches. Besonderen Anklang finden die Informationstagungen „Galvanotechnik".

Die fünfte Veranstaltung dieser Art wurde am 8. November 1984 in der Messestadt durchgeführt. Tagungsort war der Kinosaal von „Leipzig-Information".

Die Tagung bildete einen besonderen Höhepunkt in der AA-Tätigkeit des Jahres 1984, da zugleich bisherige Leistungen anläßlich des 15jährigen Bestehens des AA Galvanotechnik Leipzig/Halle gewürdigt wurden. Prof. Dr. sc. techn. *Altmann*, Vorsitzender der Bezirksfachsektion Elektrotechnik/Elektronik, verlas hierzu eine Grußadresse des Bezirksvorstandes und zeichnete verdienstvolle Mitarbeiter des VEB Galvanotechnik Leipzig mit Ehrennadel und Ehrenurkunde der KDT aus.

Ausgehend von den Beschlüssen des 8. Kongresses der KDT, hatte sich die Tagung zum Ziel gesetzt, Industrieanwender galvanotechnischer Fertigungsverfahren über effektive Methoden des Wertstoffeinsatzes und der Reduzierung von Chemiekalienverlusten zu informieren. Das interessante Tagungsprogramm umfaßte folgende Themenstellungen:

1. Dr.-Ing. *Strauch*, VEB Galvanotechnik Leipzig; Dipl.-Ing.-Ök. *Böhm*, VEB Kraftfahrzeug-Instandsetzungswerk Dresden/Betriebsteil Görlitz: „Korrosionsschutz dicker Chromschichten"
2. Dr. rer. nat. *Schulz*; Faching. *Kaßner*, Zentralstelle für Korrosionsschutz Dresden: „Verbesserung der Korrosionsbeständigkeit technischer Chromschichten"
3. Dipl.-Chem. *Regal*, VEB Galvanotechnik Leipzig: „Verringerung des Chemikalienverbrauches bei der dekorativen Verchromung"

4. Dipl.-Ing.-Ök. *Böhm*, VEB Kraftfahrzeug-Instandsetzungswerk Dresden/Betriebsteil Görlitz:
„Rückführung ökonomischer Spülwasser zur Ergänzung der Verdunstungs- und Absaugverluste bei der Chromabscheidung"
5. Dr. rer. nat. *Fischwasser*, VEB Wasseraufbereitungsanlagen Dresden:
„Praktische Erfahrungen bei der Nickelrückgewinnung mit Hilfe von Ionenaustauschern"
6. Dipl.-Ing. *Voigt*, VEB Galvano Wernigerode:
„Zinkrückgewinnung aus schwachsauren Elektrolyten am Beispiel eines Galvanisierautomaten"
7. Dr.-Ing. *Richter*, Forschungsinstitut für Nichteisenmetalle Freiberg:
„Rahmenforderungen zur Aufarbeitung NE-metallhaltiger Abprodukte"
8. Ing. *Lauterkorn*, VEB Metallveredlung, Quedlinburg:
„Abwasserbehandlung und Metallrückgewinnung nach dem KFJA-Verfahren aus der Volksrepublik Polen"
9. Ing. *Stonner*, VEB ROBOTRON Büromaschinenwerk Sömmerda:
„Verringerung der Metallverluste durch spezielle Anodenhalterungen"
10. Ing. *Militz*, VEB Galvanotechnik Leipzig:
„Transport von Giften und Wasserschadstoffen".

Der große Teilnehmerkreis ließ das hohe Informationsbedürfnis auf dem Gebiet der Abscheidung technischer Chromschichten, der Wertstoffrückgewinnung und der besseren Anodenausnutzung bei galvanischen Prozessen erkennen. Eine kleine Fachausstellung, speziell zum Vortrag 9, bereicherte den Rahmen der Veranstaltung.
Es ist einzuschätzen, daß die Tagung wertvolle Arbeitsanregungen erbrachte, deren betriebliche Umsetzung dem wissenschaftlich-technischen Fortschritt und einer verbesserten Materialökonomie auf dem galvanotechnischen Fachgebiet dienen.

H.-M. Oßwald, Hohenstein-Ernstthal

EA 1937

Anmerkung der Redaktion

Die volkswirtschaftliche Notwendigkeit, Maßnahmen zur **Wertstoffrückgewinnung und** zum **Umweltschutz** in den Problemkreis der Galvanotechnik einzubeziehen, führte zur Gründung eines neuen FUA im Fachausschuß Galvanotechnik.
Schwerpunkte im Arbeitsprogramm des neuen FUA „Wertstoffrückgewinnung und Umweltschutz" sind:

— Erfassung des Iststandes industriell angewendeter Verfahrens- und Anlagentechniken
— Koordinierung von Entwicklungsarbeiten
— Gutachtertätigkeit und Industrieberatung zur Lösung betrieblicher Problemstellungen
— Öffentlichkeitsarbeit durch Bereitstellung von Fachbeiträgen über Wertstoffrückgewinnung und Umweltschutz im Bereich der galvanotechnischen und oberflächenbehandelnden Produktion.

Mehr darüber in einem der nächsten Hefte.

ZEITSCHRIFTEN

Neue Tendenzen in der Energetik der westeuropäischen Länder

Inauri, T. V.: Energochosjaistvo sa rubešom 1984, H. 5, S. 35, 36

Es wird eine Prognose zur Entwicklung der Energetik Westeuropas von Spezialisten der EWG vorgestellt und kommentiert.
Innerhalb von 1980 bis 1984 konnte der spezifische Energieverbrauch der Endprodukte um 7% gesenkt werden. Bis zum Jahre 2000 kann diese Kennziffer nochmals um 13% in Westeuropa vermindert werden. Nach Einschätzung der westeuropäischen Experten wird der Erdölpreis 1987 sein Minimum erreichen, etwa in der Größenordnung von 85% des Spitzenpreises von 1981. Danach ist der Preis für Erdöl erneut im Steigen begriffen und wird im Jahre 2000 ungefähr 10% über dem Niveau von 1982 liegen. Die dynamische Senkung des Erdölverbrauchs seit 1979 wird 1984 aufhören, wobei der erreichte Wert jedoch höchstwahrscheinlich bis zum Jahre 2000 nicht mehr überschritten wird. Der Erdgasverbrauch stieg von 1982 zu 1983 um 3,5%. Die westeuropäischen Spezialisten vertreten die Meinung, daß bei den heutigen Erdgaspreisen auf dem Niveau der Erdölpreise die Anstiegsraten in den nächsten 3 Jahren etwas abnehmen. Ab 1987 bis 2000 werden sich die Zuwachsraten des Erdgasverbrauchs ungefähr um 2% einpegeln. Nur kardinale Preissenkungen können zu größeren Erdgaszuwachsraten führen. Im Gegensatz dazu sehen die sowjetischen Spezialisten keine erkennbaren Anzeichen für das Abflauen des umweltfreundlichen Erdgaseinsatzes. Sehr unfreundlich sehen die Perspektiven für die festen Brennstoffe bei erneut fallenden Erdölpreisen aus. Es wird festgestellt, daß die Hauptbremse für die Kohleindustrie die Kernkraftwerke mit ihren niedrigen Erzeugungskosten sind. 1987 wird der Kohleverbrauch in Westeuropa nicht über dem von 1982 liegen. Der zwischenzeitlich prognostizierte Anstieg erscheint aus den o.g. Gründen sehr zweifelhaft. Die Kohleförderung in Westeuropa wird von 252 Millionen Tonnen im Jahre 1982 auf 223 im Jahre 1990 und auf 207 Millionen Tonnen im Jahre 2000 abfallen. In der Prognose bis zum Jahre 2000 wird in der Primärenergieträgerstruktur die Kernenergie die größten Zuwachsraten aufweisen. Der in Kernkraftwerken erzeugte Elektroenergieanteil wird von heute 19% auf 37% im Jahre 2000 in Westeuropa ansteigen. Die installierte Kernkraftwerksleistung wird im Jahre 2000 ungefähr 175000 MW betragen. Der Löwenanteil davon wird von traditionellen Reaktoren mit thermischen Neutronen gestellt. In Großbritannien und in der BRD werden bis dahin einige schnelle Brüterreaktoren mit vorrangigem Forschungscharakter eingesetzt werden. Nur Frankreich wird bis zum Jahre 2000 einige ausgereifte schnelle Brüter vom Typ Super-Phönix errichten. Ab Mitte der 90iger Jahre kann dieser Reaktortyp sogar die Priorität im Kernkraftwerksbau Frankreichs erhalten. Der Anteil an der Gesamtenergieerzeugung von schnellen Brütern wird jedoch bis zum Jahre 2000 verschwindend gering bleiben.

E. Broßmann, Berlin EA 1881

Einfluß populärer Fernsehprogramme auf den Elektroenergieverbrauch in England

Morosova, G. Ju.; Stavrovskij, A. N.: Energochosjaistvo sa rubešom, Moskau (1984) 1, S. 38—39

Der Einfluß von populären Fernsehprogrammen auf den Elektroenergiebedarf wurde von der Zentralen elektroenergetischen Verwaltung Großbritanniens (CEGB) an Hand von statistischen Daten der letzten 8 Jahre untersucht. Insbesondere an Sonn- und Feiertagen erhöht sich nach Beendigung von populären Fernsehprogrammen der Elektroenergiebedarf sprunghaft infolge des Einschaltens einer Vielzahl von Haushaltgeräten. Der größte „Fernsehsprung" wurde mit 1900 MW Bedarfsanstieg registriert. Im Durchschnitt werden wöchentlich fünf „Fernsehsprünge" mit mehr als 500 MW und 40 mit mehr als 300 MW Bedarfsanstieg registriert.
In Großbritannien werden bei 49,6 bis 49,7 Hz automatisch die Reservegasturbinen gestartet. Unerwartet eintretende „Fernsehsprünge" führen zu einer Frequenzverringerung, deren Behebung z.B. mit Gasturbinen die Effektivität der Elektroenergieerzeugung senkt. Plötzliche Bedarfsstöße bis 500 MW können in Großbritannien von Pumpspeicherwerken und von 500 bis 900 MW von Pumpspeicherwerken zusammen mit Gasturbinen abgefangen werden. Bei unvorhergesehenen Bedarfsstößen über 900 MW muß die Leistungsreserve der Wärmekraftwerksblöcke zusätzlich mobilisiert werden.

E. Broßmann, Berlin EA 1777

Bestimmung der Grenzen der aperiodischen statischen Stabilität von Elektroenergiesystemen

Barinov, V. A.; Litvinenko, E. A.: Električestvo (1984) 11, S. 6—11

Auf der Basis eines mathematischen Modells der stationären Bewegung von Elektroenergiesystemen kann man die Lastflußberechnungen auf eine solche Art und Weise organisieren, daß gleichzeitig die aperiodische Stabilität überprüft wird. In letzter Zeit wuchs das Interesse an einer höheren Aussagekraft und Genauigkeit dieser Berechnungen zur statischen Stabilität, welche man hauptsächlich mit der Einführung der Frequenzcharakteristiken der Generatoren und Lasten sowie der statischen Charakteristiken der Regelung der Generatorerregung absichern möchte.
Ausführliche Untersuchungen von erschwerten und Grenzregimen elektroenergetischer Systeme verschiedenster Struktur und Größe zeigten, daß sich die o.g. statischen Charakteristiken tatsächlich entscheidend auf die Stabilität der Grenzregime von elektroenergetischen Systemen auswirken. Als Haupteinflußfaktor auf die Bedingungen der statischen aperiodischen Stabilität wurden die statischen Charakteristiken der Turbinen ermittelt. Große Bedeutung für die statische aperiodische Stabilität haben die statischen Frequenzcharakteristiken der Wirklasten und die statischen Charakteristiken der Generatorspannungsregelung. Wesentlich geringeren Einfluß auf die statischen Stabilitäts-Grenzregime haben die statischen Charakteristiken der Blindlasten und die Reaktanzen der Hochspannungsleitungen.

E. Broßmann, Berlin EA 1930

BUCHER

Electric Properties of Weakly Nonideal Plasma

Von *K. Günther* und *R. Radtke*, Band 7 der Reihe „Ergebnisse der Plasmaphysik und der Gaselektronik" (Hrsg. *R. Rompe* und *M. Steenbeck*), Berlin: Akademie-Verlag 1984, 118 Seiten, 43 Bilder, 8 Tafeln. Broschur 30,— Mark.

Bestell-Nr. 7631694 (5570/7).

Die vorliegende Monographie ergänzt die beiden vorangegangenen Bände 5 und 6 der obengenannten Reihe, indem sie — ebenfalls den neuesten Erkenntnisstand der Physik des dichten Plasmas und Hochdrucklichtbogens referierend — drei andere Schwerpunkte setzt. Erstens wählt sie unter den Plasmazuständen als Untersuchungsgegenstand speziell das besonders in den letzten zehn Jahren intensiv erforschte „schwach nicht-ideale Plasma" aus, zweitens behandelt sie unter der Vielfalt von Plasmaeigenschaften vordergründig die elektrischen Transportprozesse und schließlich drittens bettet sie die referierten theoretischen Resultate in eine Darstellung ein, die den Vergleich mit dem Experiment, die Diskussion der Mängel der verfügbaren Plasmadiagnostik-Methoden, die Methoden der Erzeugung definierter und technisch relevanter Plasmazustände als auch die physikalische Interpretation von beobachteten Entladungsphänomenen mit einschließt.

Insofern wendet sich das Buch vor allem an Physiker und Ingenieure in der Vorlaufforschung, die den Hochdrucklichtbogen (bei Drücken oberhalb 0,1 MPa) bzw. das hochdichte Niedertemperaturplasma (z.B. bei Ladungsträgerdichten $10^{23} \cdots 10^{25}$ m^{-3} und Temperaturen $10^4 \cdots 10^5$ K) als aktives Medium in ihren Geräten (z.B. gepulste Strahlungsquellen, Plasmaquellen, Leistungsschalter, Drahtexplosionseinrichtungen, Stoßschallerzeuger) und Anlagen (z.B. MHD-Generatoren, Plasmaantriebe) und Technologien (z.B. Schweißtechnik, Plasmatrons) mit bestimmten elektrischen Transporteigenschaften gezielt einsetzen und physikalisch begründet variieren bzw. optimieren wollen.

Das physikalisch-theoretische Grundgerüst für die Beschreibung der Transportvorgänge im idealen und sogenannten schwach nichtidealen Plasma wird in den ersten beiden (von insgesamt sechs Kapiteln) vermittelt. Es benutzt als Ausgangspunkt die klassische kinetische Theorie, die voneinander unabhängige Stöße zwischen zwei Teilchen in einem idealen bzw. Debyeschen Plasma voraussetzt, sowie die Definition der „Idealität" bzw. des Parameters der „Nichtidealität" eines realen Plasmas, der als ein Maß für die Anwendbarkeit des obengenannten klassisch-statistischen Zweierstoßmodells verstanden wird. Danach versagt dieses Modell des Debyeschen Plasmas vollständig für die Beschreibung der Wechselwirkungsvorgänge im stark nichtidealen Plasma, d.h. bei extrem hohen Teilchendichten und niedrigen Temperaturen, da dort die statische Debye-Hückel-Abschirmung unwirksam wird und dynamische kollektive Vielkörpereffekte dominieren. Für das sogenannte schwach nicht-ideale Plasma bleiben dagegen die klassischen gaskinetischen Gleichungen prinzipiell anwendbar, indem in den Transportkoeffizienten physikalisch begründete Korrekturen eingeführt werden.

In Diagrammen werden auf diesem Weg erhaltene numerische Daten für die elektrische Leitfähigkeit technisch wichtiger Hochdruckplasmen (Wasserstoff, Inertgase, SF_6) bereitgestellt.

K. Liegemann, Karl-Marx-Stadt EA 1865

Grundlagen einer Theorie allgemeiner dynamischer Systeme

Von *M. Locke*. Berlin: Akademie-Verlag 1984. 235 Seiten, 30 Bilder, 1 Tafel. Broschur 30,00 M.

In der Systemtheorie wird der Versuch unternommen, eine Vielzahl naturwissenschaftlicher und technischer Objekte und Vorgänge, die sich entsprechend abgrenzen lassen, durch Systeme zu erfassen und ein ordnendes Prinzip für diese Vielfalt aufzustellen. Dabei wird zunächst eine Einteilung in Systemklassen vorgenommen, die hier in Form eines „Lebensbaumes" aufgezeichnet ist, und in einer Tabelle sind die zugehörigen Systemstrukturen anhand einer Zustandsbeschreibung anzutreffen. Die abstrakten Systeme, als typische Repräsentanten aufzufassen, werden durch Systemmodelle beschrieben, die ihrerseits eine zweckmäßige Zusammenfassung von Objektmodellen der Spezialwissenschaften darstellen.

Als Modell eines „allgemeinen dynamischen Systems" wird eine mathematische Struktur verwendet, die als eine Verallgemeinerung des zeitvariablen Automaten angesehen werden kann. Einem Überblick über Anliegen und Probleme einer beabsichtigten Theorie hierüber folgt eine Einschätzung ihres Wertes, der durch diverse Aspekte motiviert wird.

Eine einheitliche und geschlossene Formulierung kann jedoch noch nicht existieren, da bisher keine allgemein akzeptierte Festlegung eines allgemeinen dynamischen Systems vorhanden ist. Von den drei bestehenden Richtungen, auf mengentheoretischer, algebraischer und kategorientheoretischer Basis, wird die erste eingeschlagen. Dabei wird zunächst das System als Ganzes betrachtet, dann die Grundstrukturen gekoppelter Systeme sowie eine Zerlegung in Subsysteme. Darauf folgt die Behandlung solcher strukturierter Systeme, die das Globalverhalten eines derartigen allgemeinen Systems haben und eine kurze Erörterung einiger Anwendungsaspekte.

Hierzu ist kritisch anzumerken, daß unbedingt eine Brücke zu den dynamischen Systemen der klassischen Physik mit ihrer Vorstellungs- und Begriffswelt geschlagen werden sollte, um zu einer gegenseitig befruchtenden interdisziplinären Zusammenarbeit zu gelangen.

Das Studium der Broschüre dürfte für Studenten, Assistenten und Hochschullehrer informationsverarbeitender und technischer Fachrichtungen, sowie für Mitarbeiter und Ingenieure entsprechender Entwicklungslabore anregend und nützlich sein.

P. Möbius, Dresden EA 1938

Warum Standardisierung?

Von *H. Aust* und *H. Dietrich*. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1984. 140 Seiten, 25 Bilder, 3 Tabellen.

Dieser als populärtechnische Schrift abgefaßte Band ist in Zusammenarbeit mit der URANIA entstanden und setzt sich zum Ziel, breite Kreise der Bevölkerung mit ausgewähltem Grundwissen der Standardisierung sowie mit den wachsenden Möglichkeiten und Erfordernissen der 80er Jahre dieses Wissensgebietes vertraut zu machen. Er informiert über die Geschichte, Rolle und Wirkungen der Standardisierung in der Volkswirtschaft, erläutert ihre Aufgaben und berichtet über die nationale und internationale Zusammenarbeit sowie Arbeitsteilung zwischen den RGW-Ländern. Der Band kann für alle Personengruppen, die mit der Standardisierung in Berührung kommen, als nützliches Einführungswerk dienen zu den Komplexen:

- Arten und Geltungsbereich von Standards
- Aufgabenkomplexe und Grundsätze der Standardisierung sowie Qualitätssicherungssystem
- spezielle Standardisierungskomplexe (ESTPP und ESKD)
- Planung und Stufen der Ausarbeitung von DDR- und Fachbereichstandards
- nationale und internationale Organe für die Standardisierung.

H. Kloust, Berlin EA 1936

Jahrbuch zum VDE-Vorschriftenwerk 1983/84

Herausgeber: *A. Warner*. Berlin/Offenbach: VDE-Verlag GmbH, 1984. 442 Seiten.

Das vorliegende Jahrbuch eröffnet einen ständig geplanten Informationsdienst zum VDE-Vorschriftenwerk der BRD und soll Praktiker und Ingenieure regelmäßig über die dem Stand der Technik angepaßten technischen oder sicherheitstechnischen Bestimmungen und anderen Regeln der acht Gruppen der VDE-Vorschriften informieren und erläutern. Das Jahrbuch 1983/84 enthält:

- Kurzfassungen der zwischen April 1983 und März 1984 in Kraft gesetzten VDE-Bestimmungen und Richtlinien (VDE 0100, 0105, 0150, 0160, 0413, 0472, 0530, 0535, 0544, 0631, 0660, 0664, 0680, 0800, 0831, 0891).
- Einen Inkraft- bzw. Außerkraftsetzungskalender, der die im jeweiligen Monat in Kraft gesetzten bzw. zurückgezogenen Vorschriften angibt
- Fachliche Mitteilungen zum VDE-Vorschriftenwerk als offizielle Verlautbarungen der elektrotechnischen Kommissionen der BRD, die in bestimmten Fachzeitschriften im Jahre 1983/84 erschienen, so z.B. zu VDE 0105 und 0228
- Aufsätze und Beiträge zum VDE-Vorschriftenwerk, wie Ausführungen zu
  - internationalen Sicherheitsnormen
  - Betrieb von Starkstromanlagen
  - Schutz von isolierten Leitungen und Kabeln
  - Normen für Hochspannungs-Schaltanlagen
- Kurzcharakteristiken zu Aufsätzen und Büchern über VDE-Vorschriften runden das Jahrbuch ab.

H. Kloust, Berlin EA 1935

Освальд, Б.; Бунцель, Э.; Кункель, К.-Х.; Мюнх, У.; Паулиг, Э.; Шуберт, П.: **Расчет процессов выравнивания с помощью бытовой ЭВМ на примере разгона асинхронной машины**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5, стр. 165—167, 5 рис., 9 уравн., 4 лит.

В сулчае систематического подхода, исследование процессов выравнивания в небольших системах становится рутиной, которую инженер может отрабатывать особенно эффективно с использованием программируемой миниатюрной ЭВМ. Важнейшие шаги такой систематики: образование модели в пространстве состояний и принципиальное прохождение программы для числовой интеграции рассматриваются на примере квазистационарного и динамического разгона.

Фогель, Й.; Тессмер, Р.: **Актуальные проблемы применения электроприводных систем в промышленных установках**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5, стр. 167—169, 1 рис., 3 табл.

Основываясь на сегодняшнем состоянии техники электроприводов рассматриваются дальнейшие задачи в данной области техники под возрастающим воздействием микроэлектроники.

Бизенак, Х.; Нойндорф, Р.: **Проблемы применения тепловых трубок в высоковольтных асинхронных двигателях**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5, стр. 169—170, 6 лит.

Несмотря на их выгодные свойства, при встройке тепловых трубок в высоковольтных асинхронных двигателях трехфазного тока, возникают особые конструктивные проблемы. Особую роль при этом играют вопросы применяемых материалов.

Готшальк, Х. П.: **Подавление механических колебаний в электрических приводах путем дополнения взвешенного значения разности числа оборотов**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5, стр. 171—175, 7 рис., 19 уравн., 3 лит.

Дается описание способа повышения подавления механических колебаний путем дополнения взвешенного значения разности числа оборотов к заданному значению тока.
Исходя из практикуемых правил установки и пределов применения сообщаются указания по применению и первые экзпериментальные результаты, полученные на двухкорпусном испытательном стенде с управлением от микро-ЭВМ.

Мруговски, Х.: **Экспериментально-аналитическое определение характеристик отрезков магнитных цепей в синхронных машинах**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5, стр. 175—177, 2 рис., 1 лит.

Для симуляции эксплуатационных свойств конкретной трехфазной синхронной машины, помимо параметров машины для охарактеризации магнитных свойств часто потребуются и характеристики отрезков магнитных цепей, которые могут определяться простым образом из характеристики холостого хода с использованием дополнительных измерительных точек. Развертывая предложенный способ автор дает пояснения по практическому подходу.

Ленерт, К.; Николай, У.; Гюльднер, Х.: **Возможности совместного включения униполярных и биполярных мощных транзисторов (BIMOS)**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5 стр. 177—181, 9 рис., 1 табл., 18 уравн., 10 лит.

Основываясь на возможностях совместного включения биполярных и униполярных мощных транзисторов (параллельная схема, схема Дарлингтона, каскодная схема) обсуждаются их возможные предельные значения (тока, напряжения, частоты).

Винклер, В.; Зефрид, Э.: **Управление инвертором тока при помощи одноокристального микропроцессора**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5, стр. 181—183, 4 рис., 3 лит.

Дается описание обработки сигналов для управления инвертором при помощи однокристального микропроцессора, обеспечивающего явные преимущества по сравнению с вариантом основывающимся на аппаратных средствах, в частности, в случае наличия различных дополнительных пульсаций тока двигателя. В краткой форме представляются программная реализация и соблюдаемые краевые условия.

Барц, Й.-У.; Фогель, Х.: **Сравнительные измерения на преобразователях тока и напряжения в рамках СЭВ**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5 стр. 183—185, 2 рис., 2 табл., 5 лит.

Дается описание сравнительных измерений, проведенных в рамках СЭВ как на преобразователях тока, так и на преобразователях напряжения. Результаты наглядно представлены в диаграммах и таблицах соответственно. Совпадение результатов измерений отдельных стран-членов СЭВ составляет ок. $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ для преобразователей тока и ок. $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ для преобразователей напряжения.

Кильман, Ф.: **Обеспечение качества путем последовательной проверки числа ошибок на эмалированных проводах для накрутки**

ELEKTRIE, Берлин 39 (1985) 5, стр. 185—187, 3 рис., 1 табл., 7 лит.

Исходя из существующих до сих пор испытательных способов для определения электрических свойств эмалированных проводов для накрутки рассматривается новая техника испытаний. По квазинепрерывному способу осуществляется сканирование довольно высоким испытательным напряжением эмалированных проводов, проходящих двухроликовую электродную систему, для определения неисправностей.

Oswald, B.; Bunzel, E.; Kunckel, K.-H.; Münch, U.; Paulig, E.; Schubert, P.: **Computation of Balancing Processes by Using the Home Computer By Example of Starting an Asynchronous Machine**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 165 – 167, 5 Figs., 9 Equations, 4 Refs.

In systematic advance the investigation of balancing processes in less systems becomes a routine, which the engineer by means of a programmable minicomputer can do most effectively. The substantial steps of that systematics – model making in the state space and programme sequence on principle for a numeric integration – are represented by the quasi-stationary and dynamical starting.

Vogel, J.; Teßmer, R.: **Actual Problems in Using Electric Drive Systems in Industrial Plants**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 167 – 169, 1 Fig., 3 Tables

Starting from the actual state of the electric drive techniques the further tasks in that branch under the increasing influence of the microelectronics are represented.

Biesenack, H.; Neundorf, R.: **Problems in Using Thermal Pipes in High-Voltage Asynchronous Motors**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 169 – 170, 6 Refs.

By inserting thermal pipes in three-phase high-voltage asynchronous motors are resulting constructive problems, especially, in spite of the advantageous properties of those. Thereby questions about material application take a leading part.

Gottschalk, H. P.: **Despression of Mechanical Vibrations in Electric Drives by Weighted Speed Difference Signal Mixing**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 171 – 175, 7 Figs., 19 Equations, 3 Refs.

The method of increasing the damping of mechanical vibrations by weighted speed difference signal mixing with the rated current value is described. Starting from practicable adjusting instructions and application limits application hints and first experimental results are illustrated by a microcomputer controlled test model with two masses.

Mrugowsky, H.: **Experimentally Analytical Determination of the Section Characteristic Lines of Synchronous machines**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 175 – 177, 2 Figs., 1 Ref.

To the simulation of the operating behaviour of a concrete three-phase synchronous machine are often needed besides the machine parameters for characterizing the magnetic properties the section characteristic lines of the magnetic circuits, too, which may be determined through the no-load characteristic curve, which may be taken up in a simple manner, by using additional measuring points. After deriving the method the practical advancing mode is illustrated.

Lehnert, K.; Nicolai, U.; Güldner, H.: **Possibilities of the Interconnection of Unipolar and Bipolar Power Transistors (BIMOS)**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 177 – 181, 9 Figs., 1 Table, 18 Equations, 10 Refs.

Starting from possibilities of the interconnection of bipolar and unipolar power transistors (parallel, Darlington, and cascode circuits) their reachable limit values (current, voltage, frequency) are discussed.

Winkler, W.; Seefried, E.: **Controlling a Current Inverter by an One-Chip-Computer**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 181 – 183, 4 Figs., 3 Refs.

The signal processing adapted to controlling a current inverter by an onechip-computer is described, which offers during different additional pulsing of the motor current distinct advantages in face of a variant oriented to the hardware. The technical realization of the programme as well as boundary conditions are briefly described, which have to be considered.

Barz, J.-U.; Vogel, H.: **Comparing Measurements at Current and Voltage Transformers within the RGW**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 183 – 185, 2 Figs., 2 Tables, 5 Refs.

Comparing measurements are described, made both at current and voltage transformers within the RGW. The results are illustrated comprehensively in diagrams and tables. The conformity of the measuring results of the individual states, which are members of the RGW, averages around $\pm 10^{-5}$ for current transformers and around $\pm 10^{-4}$ for voltage transformers.

Kielmann, F.: **Quality Safeguard through Consequent Fault number testing of Enamel-Insulated Winding Wires**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, pp. 185 – 187, 3 Figs., 1 Table, 7 Refs.

Starting from the hitherto used testing methods of proving electric properties of enamel-insulated winding wires on a newly developed test technique is reported. In a quasi-continuous testing method enamel-insulated wires are scanned during passing a two-rolls-electrode system by a relatively high testing voltage for fault positions.

Oswald, B.; Bunzel, E.; Kunckel, K.-H.; Münch, U.; Paulig, E.; Schubert, P.: **Berechnung von Ausgleichsvorgängen mit dem Heimcomputer am Beispiel des Hochlaufes einer Asynchronmaschine**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 165 – 167, 5 Bilder, 9 Gln., 4 Lit.

Bei systematischem Vorgehen wird die Untersuchung von Ausgleichsvorgängen in kleineren Systemen zur Routine, die der Ingenieur mit einem programmierbaren Kleinstrechner besonders effektiv erledigen kann. Die wesentlichen Schritte dieser Systematik: Modellbildung im Zustandsraum und prinzipieller Programmablauf für eine numerische Integration werden am quasistationären und dynamischen Hochlauf dargelegt.

Vogel, J.; Teßmer, R.: **Aktuelle Probleme beim Einsatz elektrischer Antriebssysteme in Industrieanlagen**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 167 – 169, 1 Bild, 3 Tafeln

Ausgehend vom gegenwärtigen Stand der Elektroantriebstechnik werden die weiteren Aufgaben auf diesem Fachgebiet unter dem wachsenden Einfluß der Mikroelektronik dargestellt.

Biesenack, H.; Neundorf, R.: **Probleme des Einsatzes von Wärmerohren in Hochspannungs-Asynchronmotoren**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 169 – 170, 6 Lit.

Trotz ihrer vorteilhaften Eigenschaften ergeben sich beim Einbau von Wärmerohren in Drehstrom-Hochspannungs-Asynchronmotoren besonders konstruktive Probleme. Eine besondere Rolle spielen dabei Fragen des Materialeinsatzes.

Gottschalk, H. P.: **Unterdrückung mechanischer Schwingungen in elektrischen Antrieben durch gewichtete Drehzahldifferenzaufschaltung**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 171 – 175, 7 Bilder, 19 Gln., 3 Lit.

Es wird das Verfahren zur Erhöhung der Dämpfung mechanischer Schwingungen mittels gewichteter Drehzahldifferenzaufschaltung auf den Stromsollwert beschrieben. Ausgehend von praktikablen Einstellvorschriften und Anwendungsgrenzen werden Anwendungshinweise und erste experimentelle Ergebnisse an einem mikrorechnergeregelten Zweimassenversuchsstand vermittelt.

Mrugowsky, H.: **Experimentell-analytische Bestimmung der Abschnittskennlinien von Synchronmaschinen**

ELEKTRIE 39 (1985) 5, S. 175 – 177, 2 Bilder, 1 Lit.

Für die Simulation des Betriebsverhaltens einer konkreten Drehstrom-Synchronmaschine werden neben den Maschinenparametern zur Charakterisierung der magnetischen Eigenschaften vielfach auch die Abschnittskennlinien der magnetischen Kreise benötigt, die sich aus der leicht aufnehmbaren Leerlaufkennlinie unter Verwendung zusätzlicher Meßpunkte bestimmen lassen. Nach der Ableitung des Verfahrens wird die praktische Vorgehensweise erläutert.

Lehnert, K.; Nicolai, U.; Güldner, H.
Möglichkeiten der Zusammenschaltung unipolarer und bipolarer Leistungstransistoren (BIMOS)

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 177 – 181, 9 Bilder, 1 Tafel, 18 Gln., 10 Lit.

Ausgehend von Möglichkeiten der Zusammenschaltung bipolarer und unipolarer Leistungstransistoren (Parallel-, Darlington- und Kaskodeschaltung) werden deren erreichbare Grenzwerte (Strom, Spannung, Frequenz) diskutiert.

Winkler, W.; Seefried, E.: **Ansteuerung eines Stromwechselrichters mit einem Einchiprechner**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 181 – 183, 4 Bilder, 3 Lit.

Es wird die Signalverarbeitung zur Ansteuerung eines Stromwechselrichters mit einem Einchiprechner beschrieben, der vor allem bei unterschiedlichen Zusatzpulsungen des Motorstromes deutliche Vorteile gegenüber einer hardwareorientierten Variante bietet. Die programmtechnische Realisierung und zu beachtende Randbedingungen werden kurz dargestellt.

Barz, J.-U.; Vogel, H.: **Vergleichsmessungen an Strom- und Spannungswandlern im RGW**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 183 bis 185, 2 Bilder, 2 Tafeln, 5 Lit.

Es werden Vergleichsmessungen sowohl an Strom- als auch an Spannungswandlern, die im Rahmen des RGW durchgeführt wurden, beschrieben. Die Ergebnisse sind übersichtlich in Diagrammen bzw. Tabellen dargestellt. Die Übereinstimmung der Meßergebnisse der einzelnen RGW-Mitgliedsländer liegt bei etwa $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ für Strom- und bei etwa $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ für Spannungswandler.

Kielmann, F.: **Qualitätssicherung durch konsequente Fehlerzahlprüfung an lackisolierten Wickeldrähten**

ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 5, S. 185 – 187, 3 Bilder, 1 Tafel, 7 Lit.

Ausgehend von bisherigen Prüfverfahren zum Nachweis der elektrischen Eigenschaften lackisolierter Wickeldrähte wird über eine neu entwickelte Prüftechnik berichtet. In einem quasikontinuierlichen Prüfverfahren werden Lackdrähte beim Durchlauf durch ein Zwei-Rollen-Elektrodensystem mit relativ hoher Prüfspannung auf Fehlstellen hin abgetastet.

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 011228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345) Dipl.-Ing. *Wolfgang Rönspieß*, Redakteur (Telefon: 2870343)
Gestalter	*Ursula Maria Lange* (Telefon: 2870287)
Lizenz-Nr.	1100 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	III/18/328 Messedruck Leipzig, BT Borsdorf 7122 Borsdorf
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201 Anzeigenpreisliste Nr. 7 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR-1157, Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propagandit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R. E. P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88 Beijing
ČSSR	PNS – Ústrédni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohardská 41, 12505 Praha PNS, Ústred na Expedicia Tiače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knijiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knijižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publictions Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407,, Ciudad Habana
VR Polen	C.K.P.i.W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtisehe Abteilung von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P.K.H.I., Külföldi Elöfizetési Ostzály, P.O. Box 16 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141 – 167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co, KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service DDR-7010 Leipzig, Talstraße 29

Zur Zeit noch im Fachbuchhandel erhältlich

Grundlagen der Elektrotechnik

Von Prof. Dr. sc. techn. Dr. techn. h. c. Eugen Philippow. 7., durchgesehene Auflage. 984 Seiten, 674 Bilder, 11 Tafeln, Leinen, DDR 51,— M, Ausland 58,— DM. Bestellangaben: 5529434/Philippow, Elektrotechnik

Dieses Hochschullehrbuch führt in anschaulicher Weise in die Grundlagen und Berechnungsverfahren der theoretischen Elektrotechnik ein. Der Autor begnügt sich nicht damit, den Zusammenhang abstrakt mathematisch darzustellen, sondern führt die Verfahren bis zur konkreten Berechnung. Mit zahlreichen numerischen Verfahren der Feldberechnung und heute besonders aktuell gewordenen Verfahren (wie z. B. die Monte-Carlo-Methode) geht er speziell auf die Bedürfnisse des Ingenieurs ein.

Elektrotechnologie

Elektrothermische Verfahren, Elektrostrahlverfahren, elektrochemische Verfahren, elektromechanische Verfahren

Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. Harry Conrad und Prof. Dr.-Ing. Reinhold Krampitz. 400 Seiten, 305 Bilder, 85 Tafeln, Kunstleder, DDR 38,— M, Ausland 50,— DM. Bestellangaben: 5532211/Conrad, Elektrotechnologie

Eine Übersicht über die Gesamtheit der elektrotechnologischen Verfahren und ihre technische Anwendung. Mit einem Ausblick auf zukünftige Entwicklungen.

Abschätzverfahren in der Automatisierungstechnik

Von Eugen-Georg Woschni. Reihe Automatisierungstechnik, Band 198. 76 Seiten, 36 Bilder, 16 Tafeln, Broschur, DDR 4,80 M, Ausland 8,— DM. Bestellangaben: 5530988/Woschni, Verfahren

Eine Zusammenstellung von Methoden, an vielen Beispielen erläutert. Die Darstellungen haben den Vorteil, daß sich die verschiedensten Einzeldisziplinen einschließlich Aufgabenstellungen der Elektrotechnik unter einheitlichen Gesichtspunkten behandeln lassen.

Außenmontage im Maschinen- und Anlagenbau

Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. Henning Zachau. 480 Seiten, 262 Bilder, 124 Tafeln, Kunstleder, DDR 48,— M, Ausland 48,— DM. Bestellangaben: 5530320/Zachau, Außenmontage

Dieses Buch zeigt Mittel und Wege zur rationellen Arbeit in der konstruktiven und technologischen Vorbereitung. Bewährte Lösungen und neue Forschungsergebnisse werden systematisiert und anwendungsbereit dargestellt. Hauptabschnitte: Montageprozeß · Planung, Leitung und Prozeßablauf der Außenmontage · Montagegerechtes Projektieren und Konstruieren · Technologische Montagevorbereitung · Fertigungstechnische Gestaltung des Montageprozesses · Werkstoffeinsatz und Korrosionsschutz · Organisation und Lenkung der Außenmontage · Qualitätssicherung im Montageprozeß · Arbeitsgestaltung · Qualifikation der Arbeitskräfte in der Außenmontage · Erzeugnisspezifische Besonderheiten der Außenmontage.

TECHNIK-WÖRTERBUCH Elektrotechnik · Elektronik

Russisch-Deutsch. Mit etwa 65000 Wortstellen

Herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, Sektion Angewandte Sprachwissenschaft. Zusammengestellt von einem Autorenkollektiv unter Leitung von Dipl.-Sprachlehrer Helmut Gross. 4., durchgesehene Auflage. 964 Seiten, Kunstleder, DDR 60,— M, Ausland 60,— DM. Bestellangaben: 5526356/Gross, Wb. Elektro R—D

Taschenbuch Elektrotechnik in sechs Bänden

Band 6: Systeme der Elektroenergietechnik (Elektrische Energietechnik, Hochspannungsisoliertechnik, Elektrowärme, Lichttechnik, Elektrochemie)

Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. Dr. techn. h. c. Eugen Philippow. 916 Seiten, 785 Bilder, 248 Tafeln, Kunstleder, DDR 30,— M, Ausland 53,— DM. Bestellangaben: 5529290/Tb. Elektro 6

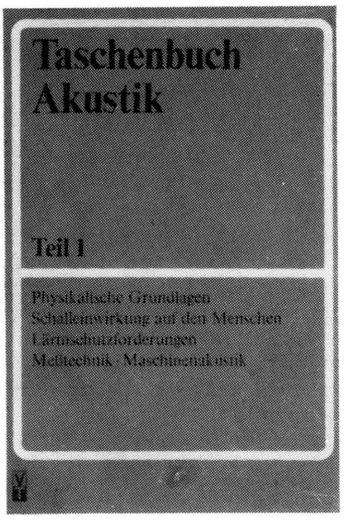
Auslieferung durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

6730 5 177 027 465
KOMB KERAN WERKE
8612 7001 C136 PF

ISSN 0013 — 5399
ELEKTRIE · Berlin 39 (1985) 5 · S. 161 — 200

Neuerscheinungen und Neuauflagen



Taschenbuch Akustik

Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Fasold, Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Kraak und Dr.-Ing. Werner Schirmer unter Mitarbeit von 85 Autoren. 1. Auflage. In zwei Teilen im Schuber. 1824 Seiten, 1628 Bilder, 346 Tafeln, Kunstleder, Teile I/II DDR 130,— M, Ausland 168,— DM. Bestellangaben: 5533193/Tb. Akustik

Das erste Nachschlagewerk, das die gesamte Akustik in einer bisher nicht gebotenen Vollständigkeit und Ausführlichkeit behandelt. Der Stoff wurde so dargestellt, daß der Nutzer unmittelbar damit arbeiten kann, ohne noch weitere Unterlagen heranziehen zu müssen. Internationale und ausländische Standards und Vorschriften wurden berücksichtigt.

Abschätzung der Genauigkeit von Meßergebnissen

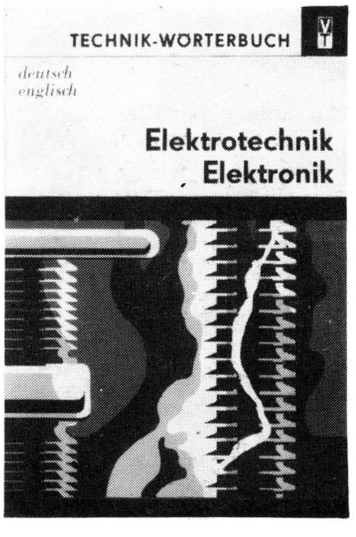
Von Prof. em. Dr. rer. nat. Paul Täubert. 1. Auflage. 80 Seiten, 14 Bilder, 10 Tafeln, Broschur, DDR 8,— M, Ausland 12,— DM. Bestellangaben: 5533206/Täubert, Meßergebnisse

Da Meßfehler im allgemeinen nicht bekannt sind, müssen sie abgeschätzt werden. Dafür werden in einschlägigen Standards Vorschriften angegeben, die auf der Wahrscheinlichkeitsrechnung basieren. Um diese Vorschriften sinnvoll anwenden zu können, sollte der Meßtechniker die Überlegungen kennen, die ihnen zugrunde liegen. Die Vermittlung dieser Kenntnisse in einer für den Praktiker zugeschnittenen Form ist das Ziel der Broschüre.

Technisches Darstellen

Anleitung zum Selbststudium. Von Prof. Dr. sc. techn. Benno Schmidt. 1. Auflage. 256 Seiten, 211 Bilder, 56 Tafeln, Broschur, DDR 18,— M, Ausland 24,— DM. Bestellangaben: 5533388/Schmidt, Darstellen

Mit einer Vielzahl abgestimmter Übungsaufgaben sowie Übersichtstafeln zu den wichtigsten Standards.



TECHNIK-WÖRTERBUCH Elektrotechnik · Elektronik

Englisch-Deutsch: 3., unveränderte Auflage. 724 Seiten, Kunstleder, DDR 55,— M, Ausland 98,— DM. Bestellangaben: 5522283/Budig, Elektro E—D
Deutsch-Englisch: 2., unveränderte Auflage. 700 Seiten, Kunstleder, DDR 55,— M, Ausland 98,— DM. Bestellangaben: 5531139/Budig, Elektro D—E
Jeder Band mit etwa 60000 Wortstellen. Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. Peter-Klaus Budig.

Giftpraxis

Verkehr mit Giften in der Volkswirtschaft. Von Ing.-Chem. Gerhard Schwalowsky und Ing.-Chem. Karl Seyfert. Reihe Betriebspraxis. 2., bearbeitete Auflage. Etwa 230 Seiten, 23 Bilder, 15 Tafeln, Stoffdatenblätter als Anhang, Broschur, DDR etwa 20,— M, Ausland 20,— DM. Bestellangaben: 5529020/Schwalowsky, Giftpraxis

Die Auflage berücksichtigt neue gesetzliche Bestimmungen sowie spezielle Probleme bestimmter Anwendungsgebiete.

Auslieferung durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN